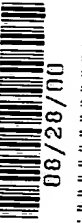


日本国特許庁
PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

SPT00906 US
Priority
Papers
T. Yam
1-13-01

JC886 U.S. PTO
09/649539



別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日
Date of Application:

1999年 8月31日

出願番号
Application Number:

平成11年特許願第246508号

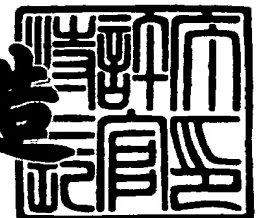
出願人
Applicant(s):

ソニー・プレシジョン・テクノロジー株式会社

2000年 7月28日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2000-3059927

【書類名】 特許願

【整理番号】 MSP99425

【提出日】 平成11年 8月31日

【あて先】 特許庁長官 伊佐山 建志 殿

【国際特許分類】 G01D 5/00

【発明者】

【住所又は居所】 東京都品川区北品川 5 - 7 - 1 4 グローリア初穂御殿
山 4 0 2

【氏名】 田中 正人

【発明者】

【住所又は居所】 東京都品川区西五反田 3 丁目 9 番 1 7 号 ソニー・プレ
シジョン・テクノロジー株式会社内

【氏名】 石本 茂

【発明者】

【住所又は居所】 東京都品川区西五反田 3 丁目 9 番 1 7 号 ソニー・プレ
シジョン・テクノロジー株式会社内

【氏名】 松田 豊彦

【発明者】

【住所又は居所】 東京都品川区西五反田 3 丁目 9 番 1 7 号 ソニー・プレ
シジョン・テクノロジー株式会社内

【氏名】 北村 勝巳

【特許出願人】

【識別番号】 000108421

【氏名又は名称】 ソニー・プレシジョン・テクノロジー株式会社

【代表者】 佐野 角夫

【代理人】

【識別番号】 100067736

【弁理士】

【氏名又は名称】 小池 晃

【選任した代理人】

【識別番号】 100086335

【弁理士】

【氏名又は名称】 田村 榮一

【選任した代理人】

【識別番号】 100096677

【弁理士】

【氏名又は名称】 伊賀 誠司

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 019530

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9721617

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 位置検出装置及び演算処理装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 周期信号からなる位置信号が記録された記録媒体と、

上記位置信号の記録方向に沿って上記記録媒体に対して相対移動し、上記位置信号を検出する第 1 の検出ヘッドと、上記位置信号の記録方向に上記第 1 の検出ヘッドから所定距離離間して設けられ、上記第 1 の検出ヘッドと連動して上記記録媒体に対して相対移動し、上記位置信号を検出する第 2 の検出ヘッドとからなる検出部と、

上記第 1 の検出ヘッド及び上記第 2 の検出ヘッドが検出した位置信号を、1 周期内における上記記録媒体と上記検出部との相対位置を角度で示す角度信号に変換する極座標変換部と、

上記極座標変換部から出力された上記角度信号の高域成分を除去するローパスフィルタと、

上記ローパスフィルタにより高域成分が除去された上記角度信号に基づき、上記記録媒体と上記検出部との相対位置情報を出力する出力部とを備える位置検出装置。

【請求項 2】 上記ローパスフィルタは、

周波数制御信号に基づき周波数が制御された周期信号を出力する周波数制御発振器と、

上記極座標変換部から出力された角度信号と上記周波数制御発振器から出力された周期信号との位相を比較して位相誤差を出力する位相比較器と、

上記位相比較器から出力された位相誤差を積分して速度偏差を出力する積分器と、

上記積分器から出力された速度偏差と上記位相比較器から出力された位相誤差とを加算して上記周波数制御信号を生成する加算器とを有し、

上記周波数制御発振器が、上記周波数制御信号に基づき、上記位相誤差が 0 となるように上記周期信号の周波数を制御し、この周期信号を高域成分が除去された上記角度信号として出力すること

を特徴とする請求項 1 記載の位置検出装置。

【請求項 3】 上記ローパスフィルタは、
上記位相比較器から出力された位相誤差を増減する第 1 の増減手段と、
上記第 1 の増減手段から出力された位相誤差を増減する第 2 の増減手段とを有し、

上記積分器が、第 2 の増減手段により増減された位相誤差を積分し、
上記加算器が、上記積分器から出力された速度偏差と、上記第 1 の増減手段から出力された位相誤差とを加算すること

を特徴とする請求項 2 記載の位置検出装置。

【請求項 4】 上記ローパスフィルタの積分器から出力される速度偏差と上記周波数制御発振器から出力される上記角度信号とを加算する加算器を有する予測部を備え、

上記出力部は、上記予測部から出力された信号に基づき、上記記録媒体と上記検出部との相対位置情報を出力すること

を特徴とする請求項 2 記載の位置検出装置。

【請求項 5】 上記予測部は、
上記ローパスフィルタの積分器から出力される速度偏差を増減する第 3 の増減手段を有し、

上記加算器が、上記周波数制御発振器から出力される上記角度信号と上記第 3 の増減手段から出力される速度偏差とを加算すること

を特徴とする請求項 4 記載の位置検出装置。

【請求項 6】 上記ローパスフィルタの上記周波数制御発振器は、初期出力値を、上記極座標変換部から上記位相比較器に入力される角度信号とすること

を特徴とする請求項 2 記載の位置検出装置。

【請求項 7】 上記極座標変換部は、角度信号とともに振幅信号を生成し、
上記振幅信号及び／又は上記位相誤差に基づき内部ノイズの検出を行うノイズ検出部を備えること

を特徴とする請求項 2 記載の位置検出装置。

【請求項 8】 上記位相比較器から出力された位相誤差のゲインを制御するゲイン制御部を備えること

を特徴とする請求項 2 記載の位置検出装置。

【請求項 9】 上記ゲイン制御部は、位相誤差の大きさ及び／又は位相誤差の頻度に応じて、上記位相比較器から出力された位相誤差のゲインを制御することを特徴とする請求項 8 記載の位置検出装置。

【請求項 10】 上記極座標変換部は、角度信号とともに振幅信号を生成し、上記振幅信号及び／又は上記位相誤差に基づき内部ノイズの検出を行うノイズ検出部を備え、

上記ゲイン制御部は、外部ノイズが発生したとき、又は、上記ノイズ検出部が検出したときに、上記位相比較器から出力された位相誤差のゲインを下げることを特徴とする請求項 8 記載の位置検出装置。

【請求項 11】 上記ゲイン制御部は、上記ゲインを一時的に下げることを特徴とする請求項 10 記載の位置検出装置。

【請求項 12】 上記ゲイン制御部は、上記位相比較器から出力された位相誤差の絶対値が一定以上大きくなると、上記位相誤差のゲインを下げることを特徴とする請求項 8 記載の位置検出装置。

【請求項 13】 上記ゲイン制御部は、上記位相比較器から出力された位相誤差の絶対値が一定以上大きくなった状態が所定時間連続すると、上記位相誤差のゲインを上げることを

を特徴とする請求項 12 記載の位置検出装置。

【請求項 14】 上記極座標変換部は、上記第 1 の検出ヘッド及び上記第 2 の検出ヘッドが検出した位置信号をアドレスとし、このアドレスに対応した上記角度信号が格納されたテーブルを用いて、上記位置信号の 1 周期内における上記記録媒体と上記検出部との相対位置を角度で示す角度信号を生成すること

を特徴とする請求項 1 記載の位置検出装置。

【請求項 15】 上記アドレス及び／又は上記角度信号は、グレイコード化されていること

を特徴とする請求項 14 記載の位置検出装置。

【請求項 1 6】 第 1 の周期信号及び上記第 1 の周期信号と位相が異なる第 2 の周期信号を、上記第 1 の周期信号及び第 2 の周期信号の 1 周期内の角度を示す角度信号に変換する極座標変換部と、

上記極座標変換部から出力された上記角度信号の高域成分を除去するローパスフィルタと、

上記ローパスフィルタにより高域成分が除去された上記角度信号に基づき、上記第 1 の周期信号及び第 2 の周期信号が示す位置情報を出力する出力部とを備える演算処理装置。

【請求項 1 7】 上記ローパスフィルタは、周波数制御信号に基づき周波数が制御された周期信号を出力する周波数制御発振器と、

上記極座標変換部から出力された角度信号と上記周波数制御発振器から出力された周期信号との位相を比較して位相誤差を出力する位相比較器と、

上記位相比較器から出力された位相誤差を積分して速度偏差を出力する積分器と、

上記積分器から出力された速度偏差と上記位相比較器から出力された位相誤差とを加算して上記周波数制御信号を生成する加算器とを有し、

上記周波数制御発振器が、上記周波数制御信号に基づき、上記位相誤差が 0 となるように上記周期信号の周波数を制御し、この周期信号を高域成分が除去された上記角度信号として出力すること

を特徴とする請求項 1 6 記載の演算処理装置。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、相対移動をする 2 部材の移動位置を検出する位置検出装置及び位置検出に用いられる演算処理装置に関するものである。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

従来より、相対移動をする 2 部材の移動位置を検出する位置検出装置が知られ

ている。この位置検出装置は、一定の波長で信号レベルが変動する周期信号が一定方向に沿って記録されたスケールと、このスケールに記録された周期信号を検出するヘッド部と、ヘッド部から検出された周期信号の信号処理をして位置情報を出力する演算処理部とを備えて構成される。スケール及びヘッド部は、相対移動する2部材の可動部と基準部とに取り付けられる。位置検出装置では、ヘッド部が、2部材の相対移動に応じて、信号レベルが変動する周期信号をスケール検出して、この検出した周期信号を演算処理部に供給する。演算処理部は、ヘッド部が検出した周期信号に基づき、2部材の相対移動位置を示す位置情報を出力する。

このような位置検出装置では、スケールに記録された周期信号の記録波長をさらに内挿して高い分解能で位置検出を行うため、検出した周期信号を極座標変換して角度信号を生成し、この角度信号を用いて位置情報を生成していた。

【0003】

極座標変換して得られる角度信号は、図31に示すように、 $0^{\circ} \sim 360^{\circ}$ の角度範囲の信号を何周にも亘って繰り返すモジュロ位相の信号となる。従来の位置検出装置では、この角度信号を用いることにより、演算処理や内挿処理等が簡易に行うことができ、効率的に処理を行うことができた。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、従来の位置検出装置では、ヘッド部による検出ノイズ、A/D変換時の量子化ノイズ、極座標変換時の量子化ノイズ等の内部ノイズを除去するため、ローパスフィルタを設ける必要があった。しかしながら、角度信号に対して直接ローパスフィルタをかけた場合、正確にフィルタリングを行うことができなかった。例えば、 360° から 0° にジャンプしている部分を平滑化すると、ローパスフィルタが 360° から 0° への角度変動とみなしてしまうため、その出力が、図32に示すように、反対の 180° 近傍の値となってしまうていた。

【0005】

従って、従来の位置検出装置では、角度信号を 0° から 360° まで繰り返す信号とせず、 360° より大きい角度も出力するような信号に変換してフィルタリングを行うか、或いは、極座標変換前の周期信号に対してフィルタリングを行

っていた。しかしながら、角度信号を 360° より大きい角度も表現できるような信号に変換する場合には、非常に大きな演算テーブルが必要となり、演算効率が悪くまたコストも高くなってしまっていた。また、極座標変換前の周期信号に対してフィルタリングを行った場合には、極座標変換後に発生するノイズを除去することができず、高い精度の位置情報を得ることができなかった。

【0006】

本発明は、このような実情を鑑みてなされたものであり、位置信号を極座標変換をして得られた角度信号に対してノイズ成分を除去することができる位置検出装置、及び、角度信号に対してノイズ成分を除去することができる演算処理装置を提供することを目的とする。

【0007】

【課題を解決するための手段】

本発明にかかる位置検出装置は、周期信号からなる位置信号が記録された記録媒体と、上記位置信号の記録方向に沿って上記記録媒体に対して相対移動し、上記位置信号を検出する第1の検出ヘッドと、上記位置信号の記録方向に上記第1の検出ヘッドから所定距離離間して設けられ、上記第1の検出ヘッドと連動して上記記録媒体に対して相対移動し、上記位置信号を検出する第2の検出ヘッドとからなる検出部と、上記第1の検出ヘッド及び上記第2の検出ヘッドが検出した位置信号を、1周期内における上記記録媒体と上記検出部との相対位置を角度で示す角度信号に変換する極座標変換部と、上記極座標変換部から出力された上記角度信号の高域成分を除去するローパスフィルタと、上記ローパスフィルタにより高域成分が除去された上記角度信号に基づき、上記記録媒体と上記検出部との相対位置情報を出力する出力部とを備える。

【0008】

この位置検出装置では、極座標変換を行って得られた角度信号に対して、ローパスフィルタリングを行う。

【0009】

また、本発明にかかる位置検出装置は、上記ローパスフィルタが、周波数制御信号に基づき周波数が制御された周期信号を出力する周波数制御発振器と、上記

極座標変換部から出力された角度信号と上記周波数制御発振器から出力された周期信号との位相を比較して位相誤差を出力する位相比較器と、上記位相比較器から出力された位相誤差を積分して速度偏差を出力する積分器と、上記積分器から出力された速度偏差と上記位相比較器から出力された位相誤差とを加算して上記周波数制御信号を生成する加算器とを有し、さらに、上記周波数制御発振器が、上記周波数制御信号に基づき、上記位相誤差が0となるように上記周期信号の周波数を制御し、この周期信号を高域成分が除去された上記角度信号として出力することを特徴とする。

【0010】

この位置検出装置では、ローパスフィルタが、入力された角度信号と出力する角度信号との位相誤差を求め、この位相誤差が0となるような周波数の角度信号を出力する。

【0011】

本発明にかかる演算処理装置は、第1の周期信号及び上記第1の周期信号と位相が異なる第2の周期信号を、上記第1の周期信号及び第2の周期信号の1周期内の角度を示す角度信号に変換する極座標変換部と、上記極座標変換部から出力された上記角度信号の高域成分を除去するローパスフィルタと、上記ローパスフィルタにより高域成分が除去された上記角度信号に基づき、上記第1の周期信号及び第2の周期信号が示す位置情報を出力する出力部とを備える。

【0012】

この演算処理装置では、極座標変換を行って得られた角度信号に対して、ローパスフィルタリングを行う。

【0013】

また、本発明にかかる演算処理装置は、上記ローパスフィルタが、周波数制御信号に基づき周波数が制御された周期信号を出力する周波数制御発振器と、上記極座標変換部から出力された角度信号と上記周波数制御発振器から出力された周期信号との位相を比較して位相誤差を出力する位相比較器と、上記位相比較器から出力された位相誤差を積分して速度偏差を出力する積分器と、上記積分器から出力された速度偏差と上記位相比較器から出力された位相誤差とを加算して上記

周波数制御信号を生成する加算器とを有し、上記周波数制御発振器が、上記周波数制御信号に基づき、上記位相誤差が 0 となるように上記周期信号の周波数を制御し、この周期信号を高域成分が除去された上記角度信号として出力することを特徴とする。

【 0 0 1 4 】

この演算処理装置では、ローパスフィルタが、入力された角度信号と出力する角度信号との位相誤差を求め、この位相誤差が 0 となるような周波数の角度信号を出力する。

【 0 0 1 5 】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態として、直線移動をする工作機械（例えば、固定部と可動部とからなる 2 部材を有する工作機械）等の直線移動位置を検出する位置検出装置について、図面を参照しながら説明する。

【 0 0 1 6 】

図 1 に、本発明を適用した位置検出装置のブロック構成図を示す。

【 0 0 1 7 】

位置検出装置 1 は、図 1 に示すように、スケール 2 と、ヘッド部 3 と、第 1 のアナログ／デジタル変換部 4 と、第 2 のアナログ／デジタル変換部 5 と、極座標変換部 6 と、PLL ローパスフィルタ 7 と、ノイズ検出部 8 と、フィルタ制御部 9 と、応答制限部 10 と、出力パルス発生部 11 とを備えている。

【 0 0 1 8 】

位置検出装置 1 では、スケール 2 とヘッド部 3 とが直線移動する 2 部材にそれぞれ取り付けられ、この 2 部材の相対移動位置を検出する。例えば、スケール 2 が 2 部材のうちの可動部に取り付けられ、ヘッド部 3 が 2 部材のうちの固定部に取り付けられる。この位置検出装置 1 は、スケール 2 には位置信号と原点信号とが記録されており、ヘッド部 3 が工作機械等の直線移動に応じてこのスケール 2 に記録されている位置信号及び原点信号を検出して、この工作機械等の移動位置情報を出力する。この位置検出装置 1 からは、この工作機械等の移動位置情報として、位置信号によって生成される 2 相増減パルスと、原点信号によって生成さ

れる基準原点パルスとが出力される。この移動位置情報は、制御装置等に伝送され、工作機械の動作制御に用いられる。

【 0 0 1 9 】

この位置検出装置 1 の移動位置情報として出力される 2 相増減パルスは、いわゆる A / B 相信号と呼ばれる信号である。この 2 相増減パルスは、図 2 (A) に示すように、互いに同一周期であって位相が 1 / 4 周期ずれた A 相信号と B 相信号の 2 つの信号から構成される。この 2 相増減パルスは、例えば、A 相信号を下位ビット、B 相信号を上位ビットとした、2 ビットのグレイコード化されたカウント値を示す信号である。すなわち、2 相増減パルスは、図 2 (B) に示すように、0 ~ 3 までの 4 カウントを 1 周期とし、位相がプラス方向に進むとその値が 1 つずつインクリメントされていき、位相がマイナス方向に進むとその値が 1 つずつデクリメントされていくといったカウント値を示す信号である。この位置検出装置 1 から出力される 2 相増減パルスの 1 カウントは、検出する移動量の分解能を示している。従って、2 相増減パルスは、工作機械がこの分解能分だけ相対移動したとき、1 カウント増減する。例えば、この位置検出装置 1 の分解能が 1 μm であれば、工作機械が 1 μm プラス方向に移動すると、2 相増減パルスは 1 カウント増加する。一方、1 μm マイナス方向に移動すると、2 相増減パルスは 1 カウント減少する。このような 2 相増減パルスは、伝送する情報量が非常に少なくてもよく、グレイコードを用いて移動量を示すので、移動方向も明確に伝送することができる。そして、この位置検出装置 1 から移動位置情報として 2 相増減パルスを取得した制御装置等は、このような 2 相増減パルスのカウント数を累積加算（マイナス方向に移動したときには減算）することによって、工作機械の相対移動量を検出することができる。

【 0 0 2 0 】

また、基準原点パルスは、工作機械の移動位置の基準点を示す情報であり、相対移動する工作機械の移動位置が基準位置にあるときに発生される。例えば、基準原点パルスは、直線移動する 2 部材からなる工作機械であれば、移動範囲の中心位置或いは端部位置で発生される。この位置検出装置 1 から移動位置情報として基準原点パルスを取得した制御装置等は、この基準原点パルスが発生されたと

きに、上記 2 相増減パルスの累積加算値を 0 にクリアし、この基準位置から 2 相増減パルスのカウント値の累積加算を行い、工作機械の移動位置を特定することができる。

【 0 0 2 1 】

このように位置検出装置 1 では、工作機械の動作を制御する制御装置に、工作機械の移動位置情報を提供することができる。

【 0 0 2 2 】

このような位置検出装置 1 の各構成要素の内容についてさらに詳細に説明する。

【 0 0 2 3 】

(スケール)

スケール 2 は、図 3 に示すように長尺状の形状をしている。このスケール 2 は、直線移動をする 2 部材の一方の部材、例えば、可動部に、その長手方向が 2 部材の移動方向に対して並行となるように取り付けられる。スケール 2 には、長手方向に沿って、所定の波長 λ で繰り返される磁気信号が、位置信号として記録されている。また、スケール 2 には、その長手方向の一方所に例えば 1 波長 λ 分の磁気信号が、原点信号として記録されている。

【 0 0 2 4 】

なお、スケール 2 は、移動位置を検出する工作機械の相対移動の内容に応じて、その形状が定まる。例えば、直線移動をする工作機械の移動位置を検出する場合には、スケール 2 は図 3 に示すような長尺状の形状をしていることが好ましいが、回転移動する部材の回転位置を検出する場合には、円板状の形状をしていることが好ましい。また、位置信号は、一定の波長で繰り返される周期信号であって、その相対移動方向に沿って記録されていれば、磁気信号に限らずどのような信号であってもよい。例えば、位置信号は、光学的に検出される信号であってもよい。また、例えば円板状のスケールを用いて回転移動位置を検出する場合であれば、位置信号の記録位置はスケールの円弧部分に記録されるのが一般的である。また、原点信号は、工作機械の移動位置の基準点を示す信号であり、工作機械の移動方向の 1 方所に記録されていればよい。この原点信号も、磁気信号に限ら

ず、例えば、光学的に検出される信号であってもよい。また、この原点信号は、図 3 に示す例では、位置信号に対して、丸棒状のスケール 2 の円周上の異なる位置に記録しているが、記録波長を位置信号と異なるものとして、位置信号に重畳して記録してもよい。

【 0 0 2 5 】

(ヘッド部)

ヘッド部 3 は、図 4 に示すように、位置信号を検出する第 1 の位置検出ヘッド 1 5 及び第 2 の位置検出ヘッド 1 6 と、原点信号を検出する原点検出ヘッド 1 7 とを有している。このような各ヘッド 1 5, 1 6, 1 7 を有しているヘッド部 3 は、直線移動をする 2 部材のうちスケール 2 が取り付けられていない部材、例えば、固定部に、取り付けられている。従って、2 部材の直線移動に伴って、スケール 2 とヘッド部 3 とが相対移動することとなる。各ヘッド 1 5, 1 6, 1 7 は、例えば MR ヘッドやコイルセンサ等の磁気信号を電気信号に変換する磁気ヘッドからなる。各ヘッド 1 5, 1 6, 1 7 は、それぞれ位置信号又は原点信号が検出できるような位置に固定されている。すなわち、スケール 2 が長手方向に直線移動したときに、このスケール 2 の長手方向に記録された位置信号が常に検出できるように、例えば、位置信号及び原点信号に対向する位置に、配置されている。

【 0 0 2 6 】

また、第 1 の位置検出ヘッド 1 5 と第 2 の位置検出ヘッド 1 6 とは、スケール 2 の長手方向すなわち工作機械の相対移動方向に、 $(m + 1/4)\lambda$ だけ離間して配置されている。 λ は、位置信号の波長であり、 m は、整数である。位置信号が波長 λ の周期信号であるので、第 2 の位置検出ヘッド 1 6 からは、第 1 の位置検出ヘッド 1 5 から検出される信号に対して、 $1/4$ 波長位相がずれた信号が検出される。

【 0 0 2 7 】

従って、第 1 の位置検出ヘッド 1 5 からは、図 5 (A) に示すように、工作機械の相対移動に伴い周期 λ で繰り返される正弦波信号が検出され、また、第 2 の位置検出ヘッド 1 6 からは、図 5 (B) に示すように、工作機械の相対移動に伴

い周期 λ で繰り返され且つ第 1 の位置検出ヘッド 1 5 が検出する信号と $1/4$ 波長位相がずれた正弦波信号が検出される。なお、以下、第 1 の位置検出ヘッド 1 5 が検出した信号を、SIN 信号といい、第 2 の位置検出ヘッド 1 6 が検出した信号をCOS 信号という。

【 0 0 2 8 】

また、原点検出ヘッド 1 7 は、スケール 2 の長手方向の 1 箇所記録された原点信号を検出することができれば、第 1 の位置検出ヘッド 1 5 及び第 2 の位置検出ヘッド 1 6 に対して配置位置の位相ずれがあってもよい。

【 0 0 2 9 】

このようなヘッド部 3 は、SIN 信号を第 1 のアナログ／デジタル変換部 4 に供給し、COS 信号を第 2 のアナログ／デジタル変換部 5 に供給する。また、ヘッド部 3 は、原点検出ヘッド 1 7 が検出した原点信号をパルス化して、出力パルス発生部 1 1 に供給する。

【 0 0 3 0 】

なお、スケール 2 に光学的に位置信号及び原点信号が記録されている場合には、ヘッド 3 は、光学ヘッドを用いてこれらを検出することにより、図 5 (A) 及び図 5 (B) に示すような SIN 信号及び COS 信号を出力し、また、原点信号を出力することができる。

【 0 0 3 1 】

また、第 1 の位置検出ヘッド 1 5 と第 2 の位置検出ヘッド 1 6 とは、検出する信号に $1/4$ 波長の位相ずれが生じるように配置をしているが、この位置検出装置 1 では、後述する極座標変換部 5 により検出した 2 つの信号から位置信号の 1 周期における位置を角度で特定できればよいので、 $1/4$ 波長のみならず他の位相値で位相ずれを生じるように配置してもよい。

【 0 0 3 2 】

また、第 1 の位置検出ヘッド 1 5 及び第 2 の位置検出ヘッド 1 6 として、MR ヘッドを用いた場合、この MR ヘッドが検出する位置信号の波長は、スケール 2 に記録された位置信号の波長の $1/2$ とすることもできる。このとき、MR ヘッドを用いた場合には、スケール 2 に記録された位置信号の $1/2$ の波長の周期信

号が、第 1 の位置検出ヘッド 1 5 及び第 2 の位置検出ヘッド 1 6 から出力される。なお、本装置においては、以下の処理で、この第 1 の位置検出ヘッド 1 5 及び第 2 の位置検出ヘッド 1 6 から出力される信号が、位置信号として用いられる。

【 0 0 3 3 】

(アナログ／デジタル変換部)

第 1 のアナログ／デジタル変換部 4 は、ヘッド部 3 から供給された S I N 信号をデジタルデータに変換する。また、第 2 のアナログ／デジタル変換部 5 は、ヘッド部 3 から供給された C O S 信号をデジタルデータに変換する。これら第 1 のアナログ／デジタル変換部 4 及び第 2 のアナログ／デジタル変換部 5 のサンプリングクロックは、例えば、図示しないクロック発生装置から供給される。この第 1 のアナログ／デジタル変換部 4 及び第 2 のアナログ／デジタル変換部 5 に用いられるサンプリングクロックは、後述する極座標変換部 6、P L L ローパスフィルタ 7、ノイズ検出部 8、フィルタ制御部 9、応答制限部 1 0、出力パルス発生部 1 1 にも供給され、基準クロックとして参照される。なお、このサンプリングクロックは、第 1 のアナログ／デジタル変換部 4 及び第 2 のアナログ／デジタル変換部 5 の分解能分、すなわち、A / D の量子化単位分、位置検出対象となる工作機械が直線移動するのに必要な時間よりも、十分に高い周波数のクロックであるものとする。例えば、位置検出対象となる工作機械が A / D の量子化単位分移動するのに、最低 1 μ 秒必要という仕様が定められていれば、それより充分高い周波数のサンプリングクロックであるものとする。

【 0 0 3 4 】

このような第 1 のアナログ／デジタル変換部 4 及び第 2 のアナログ／デジタル変換部 5 は、S I N 信号及び C O S 信号をそれぞれ例えば 1 0 ビットのデジタルデータに変換して、極座標変換部 6 に供給する。なお、S I N 信号をデジタルデータに変換した信号を、以下、S I N データといい、C O S 信号をデジタルデータに変換した信号を、以下、C O S データという。

【 0 0 3 5 】

(極座標変換部)

極座標変換部 6 は、S I N データ及び C O S データを極座標変換し、スケール

2に記録された位置信号の1波長λ内におけるスケール2とヘッド部3との相対移動位置を示す振幅データ及び角度データとを生成する。

【0036】

すなわち、COSデータを横軸、SINデータを縦軸に取って、ベクトルを描くと、図6に示すような、スケール2とヘッド部3との相対移動方向に応じて左右方向に回転するリサージュ波形となる。このリサージュ波形は、1回転が位置信号の1波長λに対応しており、角度が位置信号の1波長内の絶対位置を示している。このことから、SINデータ及びCOSデータが極座標変換を行うことによって、1波長λ内におけるスケール2とヘッド3との絶対位置を表すことができる。つまり、スケール2に記録された位置信号が周期信号であるので、その周期信号のレベルを極座標に変換することにより、1周期内の位置情報を示す角度データを生成することができる。

【0037】

極座標変換部6のブロック構成図を図7に示し、この極座標変換部6について更に詳細に説明する。

【0038】

極座標変換部6は、象限分割部21と、第1のグレイコード化部22と、第2のグレイコード化部23と、極座標ROM24と、第1のグレイコード戻し部25と、第2のグレイコード戻し部26と、象限合成部27とを有している。

【0039】

象限分割部21には、SINデータ(10ビット)とCOSデータ(10ビット)とが供給される。象限分割部21は、SINデータ及びCOSデータに付けられている正負の符号(例えば最上位ビットの符号)に基づき生成される2ビットの象限指示データQIと、各象限のSINデータを第1象限相当のデータに変換した9ビットの第1象限SINデータRYと、各象限のCOSデータを第1象限相当のデータに変換した9ビットの第1象限COSデータRXとに分割する。象限分割部21は、象限指示データQIを象限合成部27に供給し、第1象限SINデータRYを第1のグレイコード化部22に供給し、第1象限COSデータRXを第2のグレイコード化部23に供給する。

【0040】

第1のグレイコード化部22は、第1象限SINデータRYをグレイコード化して、極座標ROM24に供給する。第2のグレイコード化部23は、第1象限COSデータRXをグレイコード化して、極座標ROM24に供給する。

【0041】

極座標ROM24には、グレイコード化された第1象限SINデータRY及びグレイコード化された第1象限COSデータRXがアドレスとして記述された極座標変換テーブルが格納されている。この極座標変換テーブルには、グレイコード化された第1象限SINデータRY及びグレイコード化された第1象限COSデータRXに対応した、振幅データLI及び第1象限($0^{\circ} \sim 90^{\circ}$)の角度データPIが記述されている。振幅データLI及び第1象限の角度データPIは、それぞれグレイコード化されて極座標ROMに格納されている。

【0042】

極座標変換テーブルには、第1象限内の角度データが10ビット、振幅データが6ビットの全16ビットのデータが格納されている。角度データは、図8に示すように、 $0^{\circ} \sim 90^{\circ}$ を、 $90^{\circ} / 1024$ 単位で分割して表したデータである。また、振幅データは、図9に示すように、SIN軸上或いはCOS軸上の最大振幅時(SINデータ=511且つCOSデータ=0のとき、或いは、SINデータ=0且つCOSデータ=511のとき)の振幅を56で分割して表したデータである。振幅データは、6ビットであるので、0~63まで表現が可能であるが、ノイズや歪みにより検出した測定値が理論値よりも大きくなることがあるので、その理論値より大きくなる場合を考慮して表現範囲にマージンを設けている。なお、測定した振幅値が63以上になる場合には、全て63にクリップしている。

【0043】

極座標ROM24は、極座標変換テーブルを参照して極座標変換し、入力された第1象限SINデータRY及び第1象限COSデータRXに対応したグレイコード化した角度データ及び振幅データを出力する。極座標ROM24は、振幅データを第1のグレイコード戻し部25に供給し、角度データを第2のグレイコー

ド戻し部 2 6 に供給する。

【 0 0 4 4 】

第 1 のグレイコード戻し部 2 5 は、極座標 ROM 2 4 から供給された振幅データ L I のグレイコードを戻し、通常のコードの振幅データ L I に変換する。第 2 のグレイコード戻し部 2 5 は、極座標 ROM 2 4 から供給された第 1 象限の角度データ P I のグレイコードを戻し、通常のコードの第 1 象限の角度データ P I に変換する。

【 0 0 4 5 】

ここで、第 1 象限 S I N データ R Y 及び第 1 象限 C O S データ R X から、振幅データ L I 及び第 1 象限の角度データ P I への変換関数は、即ち、極座標 ROM 2 4 とその前後のグレイコード変換を含めた関数は、以下ようになる。

【 0 0 4 6 】

$$PI = \tan^{-1} \{RY/RX\} * 1024/90$$

$$LI = 56 [(\sqrt{\{(RY/511)^2 + (RX/511)^2\}})] \quad \text{但し } 63 \text{ 以上の値は } 63 \text{ にクリップ。}$$

【 0 0 4 7 】

象限合成部 2 7 は、10 ビットの第 1 象限角度データ P I の更に上位ビットとして、象限分割部 2 1 で生成した象限指示データ Q I を付加して、合計 12 ビットの全周の角度データとする。

【 0 0 4 8 】

このように極座標変換部 6 は、S I N データ及び C O S データを極座標変換して、12 ビットの全周 (0° ~ 360°) の角度データ P I 及び 6 ビットの振幅データ L I を生成する。この極座標変換部 6 により生成された全周の角度データ P I は、P L L ローパスフィルタ 7 に供給され、振幅データ L I は、ノイズ検出部 8 に供給される。

【 0 0 4 9 】

以上のように極座標変換部 6 では、極座標 ROM 2 4 が第 1 象限に対応する極座標変換テーブルしか格納していないため、4 象限分のデータを全て格納することなく、容量を減らしている。

【0050】

また、極座標ROM24には、アドレスとして入力される第1象限SINデータ及び第1象限COSデータと、出力する角度データ及び振幅データとを、グレイコード化して格納している。ここで、スケール2から取得した位置情報であるSINデータ及びCOSデータ、及び、このSINデータ及びCOSデータを極座標変換した角度データ及び振幅データは、A/Dのサンプリング周波数が充分高いため、ノイズが発生した場合を除き、スケール2とヘッド部3との相対移動に伴い必ず連続的に変換する。そのため、隣接するコード間で必ずビット変化が1つしかないグレイコードを採用することによって、メモリアクセス時においてバスライン上のビット変化が少なくなり大幅にスパイクノイズを抑えることができ、ノイズに起因する精度劣化を防止することができる。例えば、グレイコード化しない場合に比べて、スパイクノイズを平均1/2にすることができ、また、最大のビット変化が生じる位置ではビット数分の1に少なくすることができる。

【0051】

(PLLローパスフィルタ)

PLLローパスフィルタ7は、極座標変換部6により変換された角度データPIに対して、高域周波数成分を除去するローパスフィルタリング処理を行う。このPLLローパスフィルタ7は、入出力の位相誤差を求め、この位相誤差が0となるようにフィードバック制御してフィルタリングを行う。すなわち、PLLローパスフィルタ7は、PLL (Phase Locked Loop) 回路構成と類似した回路構成となる。

【0052】

このようなPLLローパスフィルタ7の構成を図10に示し、この動作原理について説明する。

【0053】

PLLローパスフィルタ7は、この図10に示すように、位相比較器31と、第1の増幅器32と、第2の増幅器33と、位相誤差積分器34と、加算器35と、VCO (Voltage Controlled Oscillator) 36とを有している。

【 0 0 5 4 】

この PLL ローパスフィルタ 7 では、極座標変換部 6 により生成された全周（ $0^{\circ} \sim 360^{\circ}$ ）範囲の角度データ P I が入力され、この角度データ P I を平滑化した平滑角度データ P F が出力される。

【 0 0 5 5 】

位相比較器 3 1 には、全周の角度データ P I が入力されるとともに、出力する平滑角度データ P F がフィードバックされて入力される。位相比較器 3 1 は、角度データ P I と平滑角度データ P F との位相誤差を求め、位相誤差信号 P E を生成する。位相比較器 3 1 は、生成した位相誤差信号 P E を第 1 の増幅器 3 2 に供給する。

【 0 0 5 6 】

第 1 の増幅器 3 2 は、位相誤差信号 P E を所定のゲイン（ G_1 ）で増幅し、増幅した位相誤差信号 P E を、第 2 の増幅器 3 3 及び加算器 3 5 に供給する。

【 0 0 5 7 】

第 2 の増幅器 3 2 は、第 1 の増幅器 3 2 で増幅された位相誤差信号 P E をさらに所定のゲイン（ G_2 ）で増幅して、増幅した位相誤差信号 P E を位相誤差積分器 3 4 に供給する。

【 0 0 5 8 】

なお、この PLL ローパスフィルタ 7 をデジタル回路で構成した場合には、上記第 1 の増幅器 3 2 及び第 2 の増幅器 3 3 は、乗算器で構成される。

【 0 0 5 9 】

位相誤差積分器 3 4 は、位相誤差信号 P E に対して積分を行って平滑化し、速度偏差信号 V E L を生成する。位相誤差積分器 3 4 は、生成した速度偏差信号 V E L を加算器 3 5 に供給する。

【 0 0 6 0 】

加算器 3 5 は、第 1 の増幅器 3 2 から供給された位相誤差信号 P E と、位相誤差積分器 3 4 から供給された速度偏差信号 V E L を加算して、周波数制御電圧信号 F S を生成する。加算器 3 5 は、生成した周波数制御電圧信号 F S を V C O 3 6 に供給する。

【0061】

VCO36は、周波数制御電圧信号FSが0となるように周波数が制御された周波数データを、平滑角度データPFとして出力する。すなわち、VCO36は、位相誤差信号PE及びこの位相誤差信号PEを積分した速度偏差信号VELが0となるような周波数の信号を出力する。このVCO36は、入力信号に対して周波数及び位相が一致するような周期信号を発生する電圧制御発振器である。このVCO36は、出力信号の周波数0を中心周波数として動作する電圧制御発振器である。

【0062】

このような構成のPLLローパスフィルタ7では、第1の増幅器32から加算器35を介して位相誤差信号PEをVCO36に供給する1次ループと、位相誤差信号PEを積分した速度偏差信号VELを加算器35を介してVCO36に供給する2次ループとによりループフィルタを形成して入力信号と出力信号の周波数と位相のロックをしている。

【0063】

1次ループでは、位相誤差が0を目指すように、負帰還制御がされる。しかしながら、定常速度で角度データPIが変化している場合、すなわち、工作機械が定常速度で移動している場合、この1次ループのみでは、図11に示すように、その速度に比例した位相誤差が発生する。そのため、このPLLローパスフィルタ7では、2次ループを設けて、位相誤差PEをさらに積分して速度偏差信号VELを生成し、この速度偏差信号VELも0を目指すように、負帰還制御がされる。PLLローパスフィルタ7では、この1次ループ及び2次ループにより、図12に示すように、出力信号である平滑角度データPFが、入力信号である角度データPIを平均的にトレースするようになりこの角度データPIのローパスフィルタ出力となる。

【0064】

また、第1の増幅器32のゲインを変えると、1次ループのフィードバックゲインを制御することができ、第2の増幅器33のゲインを変えると、2次ループのフィードバックゲインを制御することができる。このフィードバックゲインを

変えることにより、ローパスフィルタのカットオフ周波数を変えることができる。

【0065】

一般に、フィードバック系の閉ループ応答特性 G_c は、図 13 に示すような、回路構成となり、 A をフォワードゲイン、 B をフィードバックゲインとすると

$$G_c = A / (1 + AB)$$

で表される。このときの応答特性は、例えば、 $A = 1 / (1 + S)$ 、 $B = \text{定数}$ であるとする、図 14 に示すようになる。なお、 S はラプラス演算子である。

【0066】

ここで、PLL ローパスフィルタ 7 のノイズ抑圧特性を、上記フィードバック系の閉ループ応答特性 G_c に当てはめて考えると、

$$A = G_1 (1 + G_2 / S) / S$$

$$B = 1$$

となる。なお、 G_1 は、第 1 の増幅器 32 のゲインであり、 G_2 は、第 2 の増幅器 33 のゲインである。従って、この PLL ローパスフィルタ 7 のノイズ抑圧特性は、カットオフ周波数が $f_{c1} = G_1 f_s / 2\pi$ とされた図 15 に示すような特性となる。従って、PLL ローパスフィルタ 7 は、カットオフ周波数 f_{c1} 以下の低周波領域では角度データ $P I$ に追従し、カットオフ周波数 f_{c1} 以上の高周波領域のノイズには追従しないローパスフィルタ特性が得られる。

【0067】

また、PLL ローパスフィルタ 7 の角度変動に対する残留位相誤差特性を上記フィードバック系の閉ループ応答特性 G_c に当てはめて考えると、

$$A = 1$$

$$B = G_1 (1 + G_2 / S) / S$$

となる。従って、PLL ローパスフィルタ 7 の角度変動に対する残留位相誤差特性は、図 16 に示すような特性となる。従って、PLL ローパスフィルタ 7 は、カットオフ周波数 f_{c1} 以上の高域波領域では角度データ $P I$ の角度変動がそのまま出力されるが、カットオフ周波数 f_{c1} 以下の低周波領域ではその角度変動

が減衰し、入力される角度データ $P I$ の変動に精度良く追従する特性が得られる。

【 0 0 6 8 】

さらに、PLLローパスフィルタ 7 の速度変動に対する残留位相誤差特性を考える。この場合、角度変動は速度変動の積分であるから、PLLローパスフィルタ 7 の速度変動に対する残留位相誤差特性は、図 1 6 に示したグラフを積分した図 1 7 に示すような特性となる。この図 1 7 に示すように、速度変動に対する残留位相誤差特性は、高周波領域ではもともと速度変動による角度変化は少なく、低周波領域ではフィードバックにより残留誤差が少なくなり、特に DC 領域では残留誤差が 0 となる。このことから、この PLLローパスフィルタ 7 では、静止状態を含めて定常速度で移動中は残留誤差が 0 となる。

【 0 0 6 9 】

ところで、このような PLLローパスフィルタ 7 は、全ての処理がデジタルデータで行われる。そのため、本装置では、図 1 8 に示すようなデジタル回路で構成したものが用いられる。

【 0 0 7 0 】

以下、デジタル回路で構成した PLLローパスフィルタ 7 について説明する。なお、デジタル回路で構成された PLLローパスフィルタ 7 では、上記位相誤差信号 $P E$ がデジタルデータである位相誤差データ $P E$ とされ、速度偏差信号 $V E L$ が速度偏差データ $V E L$ となるものとする。

【 0 0 7 1 】

PLLローパスフィルタ 7 をデジタル回路で構成した場合、位相比較器 3 1 は、減算回路で構成される。また、位相誤差積分器 3 4 は、フリップフロップ回路 3 4 a と加算器 3 4 b とからなるアキュムレータ（累積加算器）で構成される。VCO 3 6 も、フリップフロップ回路 3 6 a と加算器 3 6 b とからなるアキュムレータで構成され、周波数制御電圧信号 $F S$ の代わりに周波数制御コード $F C$ を累積加算することにより、平滑角度データ $P F$ を出力する。

【 0 0 7 2 】

第 1 の増幅器 3 2 の 1 次ゲイン G_1 及び第 2 の増幅器 3 3 の 2 次ゲイン G_2 は、

その値が後述するフィルタ制御部 9 により制御される。

【0073】

位相誤差積分器 3 4 のフリップフロップ回路 3 4 a 及び VCO 3 6 のフリップフロップ回路 3 6 a は、ともに第 1 のアナログ／デジタル変換部 4 及び第 2 のアナログ／デジタル変換部 5 のサンプリングクロック (Z^{-1}) により動作する。そのため、位相誤差積分 3 4 及び VCO 3 6 は、第 1 のアナログ／デジタル変換部 4 等の 1 サンプル毎にデータを累積加算していく。

【0074】

また、デジタル回路で構成した PLL ローパスフィルタ 7 は、位相比較器 3 1 と第 1 の増幅器 3 2 との間に設けられたガード回路 3 7 を有している。このガード回路 3 7 は、後述するフィルタ制御部 9 で、第 1 の増幅器 3 2 及び第 2 の増幅器 3 3 のゲインを制御するため、位相誤差データ P E が、 $\pm 45^\circ$ 以上となると、位相誤差を $\pm 45^\circ$ にクリップするとともに、位相誤差オーバー信号 C L P を出力する。

【0075】

また、デジタル回路で構成した PLL ローパスフィルタ 7 は、平滑角度データ P F の出力端子と VCO 3 6 との間に設けられた加算器 3 8 と、速度偏差データ V E L を増幅する第 3 の増幅器 3 9 とを有している。第 3 の増幅器 3 9 は、所定のゲインで速度偏差データ V E L を増幅し、増幅した速度偏差データ V E L を加算器 3 8 に供給する。加算器 3 8 は、VCO 3 6 から出力された出力データ V C O と、第 3 の増幅器 3 9 から供給された所定のゲインで増幅された速度偏差データ V E L とを加算する。このように、速度偏差成分を出力データに加算することによって、VCO 3 6 の出力から最終出力（本装置においては出力パルス発生部 1 1 からの出力）までに発生する遅延分を補正した出力データを得ることができる。なお、位相比較器 3 1 には、速度偏差データを加算する前の VCO 3 6 の出力データ V C O がフィードバックされる。なお、この第 3 の増幅器 3 9 は、デジタル回路で構成されるので、第 1 の増幅器 3 2 及び第 2 の増幅器 3 3 と同様に、乗算器で構成される。

【0076】

以上のようなPLLローパスフィルタ7は、入力された角度データPIをフィルタリングした平滑角度データPFを応答制限部10に供給する。また、PLLローパスフィルタ7は、フィルタリング処理中に生成される位相誤差データPEをノイズ検出部8に供給し、クリップ信号CLPをフィルタ制御部9に供給する。

【0077】

また、PLLローパスフィルタ7は、第1の増幅器32のゲイン（1次ゲイン G_1 ）、第2の増幅器33のゲイン（2次ゲイン G_2 ）、第3の増幅器39のゲイン（フィードバックゲイン G_F ）が、フィルタ制御部9により制御される。また、位相誤差積分器34のフリップフロップ34aには、速度クリア信号VCLRが、フィルタ制御部9から供給される。この速度クリア信号VCLRが供給されると、フリップフロップ34aは、内部に格納しているデータをクリアする。

【0078】

以上のようなPLLローパスフィルタ7では、入出力の位相誤差を求めて、この位相誤差を0とするように入出力間をロックするPLLタイプのIIR（Infinite Impulse Response）構成となっているので、 $0^\circ \sim 360^\circ$ の角度範囲を何周期にも亘って繰り返すモジュロ位相の角度データに対して、ローパスフィルタリングを行うことができる。すなわち、何周期に亘って繰り返されても位相誤差が $\pm 180^\circ$ 以内でしか変化せず、その位相誤差に対してフィルタリングを行うので、角度データを平滑化することができる。例えば、図19（A）に示すような、 $0^\circ \sim 360^\circ$ の角度範囲で繰り返される角度データPIに対して発生する、図19（B）に示すような $\pm 180^\circ$ 範囲以内の位相誤差データPEを0にするので、鋸波状の波形をなまらせることなく平滑化した平滑角度データPFを出力することができる。さらに、PLLローパスフィルタ7を用いることにより、位置検出装置1では、極座標変換をした後にフィルタリングをすることができるので、フィルタ回路を1系統とすることができ、回路規模を小さくすることができる。

【0079】

また、通常、フィルタリングの精度を向上させるには、ローパスフィルタのカットオフ周波数を $1/n^2$ に下げなければならない。例えば、FIR (Finite Impulse Response) フィルタで構成したローパスフィルタでカットオフ周波数を $1/n^2$ に下げるには、そのタップ数を n^2 倍に増やす必要があり、回路規模が非常に大きくなってしまう。しかしながら、PLLローパスフィルタは、IIR構成であるので、フィードバック係数を $1/n^2$ とし、ビット数を1次ゲインで $2n$ ビット、2次ゲインで $4n$ ビット増加するのみでカットオフ周波数を $1/n^2$ に下げることができるので、わずかな回路規模の増加で精度を向上させることができる。

【0080】

また、PLLローパスフィルタは、フィードバックゲインを変えるだけで、精度やカットオフ周波数を変えることができ、さらに、フィードバックゲインを不連続に変えても、出力が不連続にならない。そのため、入出力の状況や位相誤差の状況、外部からの情報等に基づき、容易に適応制御をすることができる。

【0081】

また、PLLローパスフィルタを用いることにより、極座標変換をした後に、フィルタリングを行うので、ヘッド部3の出力ノイズ、A/D変換の量子化ノイズのみならず、極座標変換部6の極座標変換テーブルでの量子化ノイズも除去することができるので、精度が高く、また、極座標変換テーブルを小規模にすることができる。さらに、量子化誤差によるジッタが減少するので、許容最高速度が向上する。

【0082】

また、極座標変換テーブルでの量子化ノイズの影響が除去されるのでデータの脱落が生じず、さらに、大きな外来ノイズが生じても、PLLのロックが外れない限りは、その誤差が一時的なものでとどまり、誤差が累積していくことがない。

【0083】

(ノイズ検出部)

ノイズ検出部 8 は、極座標変換部 6 から供給された振幅データ $L I$ 及び $P L L$ ローパスフィルタ 7 から供給された位相誤差データ $P E$ に基づき、 $P L L$ ローパスフィルタ 7 に入力される角度データ $P I$ にノイズが含まれているかどうかを検出する処理を行う。

【0084】

このノイズ検出部 8 は、図 20 に示すように、第 1 から第 4 のコンパレータ 40, 41, 42, 43 と、変化量検出回路 44 と、絶対値変換回路 45 と、OR 回路 46 とを備えている。

【0085】

第 1 のコンパレータ 40 には、振幅データ $L I$ と、振幅上限値 $L U$ とが入力される。第 1 のコンパレータ 40 は、振幅データ $L I$ が振幅上限値 $L U$ より大きくなったときに ($L I > L U$)、オン信号を OR 回路 46 に供給する。

【0086】

第 2 のコンパレータ 41 には、振幅データ $L I$ と、振幅下限値 $L L$ とが入力される。第 2 のコンパレータ 41 は、振幅データ $L I$ が、振幅下限値 $L L$ より小さくなったときに ($L I < L L$)、オン信号を OR 回路 46 に供給する。

【0087】

第 3 のコンパレータ 42 には、変化量検出回路 44 からの出力される変化量データの絶対値と、振幅変化上限値 $D U$ とが入力される。変化量検出回路 44 は、振幅データ $L I$ を 1 サンプル分ラッチするラッチ回路 47 と、振幅データ $L I$ からラッチ回路 47 がラッチしているデータを減算する減算器 48 と、減算器 48 からの出力データを絶対値に変換する絶対値変換回路 49 とからなる。ラッチ回路 47 は、第 1 のアナログ／デジタル変換部 4 及び第 2 のアナログ／デジタル変換部 5 のサンプリングクロックで動作をする。このような変化量検出回路 44 は、入力された振幅データ $L I$ の 1 クロック前のデータからの変化量を検出して、振幅データ $L I$ の変化量データ $D I$ を求め、この変化量データ $D I$ の絶対値を出力する。第 3 のコンパレータ 42 は、この変化量データ $D I$ の絶対値が、振幅変化上限値 $D U$ よりも大きくなったときに ($|D I| > D U$)、オン信号を OR 回路 46 に供給する。

【 0 0 8 8 】

第 4 のコンパレータ 4 3 には、絶対値変換回路 4 5 により絶対値に変換された位相誤差データ P E と、位相誤差上限値 P U とが入力される。第 4 のコンパレータ 4 3 は、位相誤差データ P E の絶対値が、位相誤差上限値 P U よりも大きくなったときに ($|P E| > P U$)、オン信号を O R 回路 4 6 に供給する。

【 0 0 8 9 】

O R 回路 4 6 は、第 1 から第 4 のコンパレータ 4 0 ~ 4 3 のいずれかからオン信号が供給されると、内部ノイズ検出信号 N D I を出力する。

【 0 0 9 0 】

ノイズ検出部 8 は、O R 回路 4 6 から出力される内部ノイズ検出信号 N D I を、フィルタ制御部 9 に供給する。

【 0 0 9 1 】

このようなノイズ検出部 8 では、極座標変換をする際に角度データ P I とともに生成された振幅データ L I が、ある所定値よりも過大入力であるか、ある所定値よりも過小入力であるか、或いは、その変化量がある所定値よりも過大であるかを判断し、その角度データ P I がノイズであるかどうかを検出する。また、その角度データ P I の位相誤差 P E が、ある一定範囲以上となっているかどうかを判断し、範囲外である場合にはノイズとして検出する。

【 0 0 9 2 】

(フィルタ制御部 9)

フィルタ制御部 9 は、P L L ローパスフィルタ 7 に対して、初期化、外来ノイズの抑圧、過負荷時のカットオフアップ、定常時のカットオフダウン、ゲインの連動処理の制御を行う。

【 0 0 9 3 】

フィルタ制御部 9 は、図 2 1 に示すように、P L L ローパスフィルタ 7 のループゲインを決定する標準カットオフ信号 C O、電源投入時又は再測定動作開始時等の供給される強制スルー信号 T H、P L L ローパスフィルタ 7 から供給される位相誤差オーバー信号 C L P、後述する応答制限部 1 0 からフィードバックされるヒステリシス範囲内信号 I H、ノイズ検出部 8 により生成された内部ノイズ検

出信号NDI、本装置外部から供給される外部ノイズ信号NDOに影響時間分のリトリガブルモノマルチバイブレータを通した信号が入力される。

【0094】

フィルタ制御部9は、ゲイン加算器50と、ゲイン減算器51と、1次ゲイン変換部52と、2次ゲイン変換部53と、飽和検出部54と、セトリング検出部55と、1次ゲインマスク部56と、2次ゲインマスク部57と、OR回路59と、TN時限マスク部60と、リトリガブルモノマルチバイブレータ61とを有している。

【0095】

標準カットオフ信号COは、PLLローパスフィルタ7の1次ループ及び2次ループの標準カットオフ周波数の設定値であり、図示しないコントローラ等から供給される。この標準カットオフ信号COは、ゲイン加算器50及びゲイン減算器51を介して、1次ゲイン変換部52及び2次ゲイン変換部53に供給される。

【0096】

飽和検出部54には、PLLローパスフィルタ7から供給された位相誤差オーバー信号CLPが供給される。位相誤差オーバー信号CLPは、PLLローパスフィルタ7のガード回路37から供給される信号で、位相誤差データPEが $\pm 45^\circ$ を越えると供給される。飽和検出部54は、この位相誤差オーバー信号CLPが所定時間(TU時間)連続して検出されると、その後位相誤差オーバー信号CLPが検出されなくなるまでゲインアップ信号GUを出力する。このゲインアップ信号GUは、ゲイン加算器50に供給される。ゲイン加算器50は、このゲインアップ信号GUを標準カットオフ信号COに加算する。

【0097】

セトリング検出部55には、後述する応答制限部10からフィードバックされるヒステリシス範囲内信号IHが供給される。このヒステリシス範囲内信号IHは、PLLローパスフィルタ7から出力される平滑角度データPFの変化量が微小であるため応答制限がされ、出力データに変動が生じていないことを示す信号である。つまり、スケール2とヘッド部3とが相対移動をしていないとみなして

いる状態を示す信号である。セトリング検出部 55 は、このヒステリシス範囲内信号 I H が所定時間 (T D 時間) 連続して検出されると、その後ヒステリシス範囲内信号 I H が検出されなくなるまでゲインダウン信号 G D を出力する。このゲインダウン信号 G D は、ゲイン減算器 51 に供給される。ゲイン減算器 51 は、このゲインダウン信号 G D を標準カットオフ信号 C O から減算する。

【0098】

1 次ゲイン変換部 52 は、P L L ローパスフィルタ 7 の第 1 の増幅器 32 に供給する 1 次ゲイン G_1 を、ゲイン減算器 51 から供給された信号に基づき演算して求める。この 1 次ゲイン変換部 52 は、以下の式を演算することにより 1 次ゲイン G_1 を求める。

【0099】

$$G_1 = f_1 (CO + GU - GD)$$

ここで、 $f_1 (x)$ は、指数関数で、 x が 1 増加する毎に 2 倍となるような関数である。

【0100】

2 次ゲイン変換部 53 は、P L L ローパスフィルタ 7 の第 2 の増幅器 33 に供給する 2 次ゲイン G_2 を、ゲイン減算器 51 から供給された信号に基づき演算して求める。この 2 次ゲイン変換部 53 は、以下の式を演算することにより 2 次ゲイン G_1 を求める。

【0101】

$$G_2 = f_2 (CO + GU - GD)$$

ここで、 $f_2 (x)$ は、指数関数で、 x が 1 増加する毎に 2 倍となるような関数である。

【0102】

このように、P L L ローパスフィルタ 7 の 1 次ループのフィードバックゲイン及び 2 次ループのフィードバックゲインは、標準カットオフ信号等に基づき連動して設定がされる。

【0103】

1 次ゲイン変換部 52 から出力された 1 次ゲイン G_1 は、1 次ゲインマスク部

56を介して、PLLローパスフィルタ7の第1の増幅器32に供給される。また、2次ゲイン変換部53から出力された2次ゲイン G_2 は、2次ゲインマスク部57を介して、PLLローパスフィルタ7の第2の増幅器33に供給される。

【0104】

OR回路59には、内部ノイズ検出信号NDI及びリトリガブルモノマルチバイブレータ61を通った外部ノイズ信号NDOが供給される。内部ノイズ検出信号NDIは、上述したノイズ検出部8から供給される信号である。また、外部ノイズ信号NDOは、本装置の外部によりノイズが検出されたときに供給される信号である。OR回路59は、いずれかの信号が入力されると、ノイズ検出信号NDを、TN時限マスク部60に供給する。

【0105】

TN時限マスク部60は、OR回路59からノイズ検出信号が供給されると、ノイズマスク信号NDを発生し、このノイズ検出信号を所定時間(TN時間)連続して検出すると、ノイズマスク信号NDをオフする。すなわち、TN時間以上連続してノイズマスク信号NDを出力しない。

【0106】

1次ゲインマスク部56には、強制スルー信号TH及びノイズマスク信号NMが入力される。1次ゲインマスク部56は、これら2つの信号が供給されないときには、1次ゲイン変換部52から供給された1次ゲイン G_1 をそのまま出力する。1次ゲインマスク部56は、強制スルー信号THが供給されたときには、1次ゲイン G_1 を強制的に1サイクル分だけ1として出力する。また、1次ゲインマスク部56は、ノイズマスク信号NDが供給されたときには、1次ゲイン G_2 を強制的に0として出力する。

【0107】

2次ゲインマスク部57には、強制スルー信号TH及びノイズマスク信号NMが入力される。2次ゲインマスク部57は、これら2つの信号が供給されないときには、2次ゲイン変換部53から供給された2次ゲイン G_2 をそのまま出力する。2次ゲインマスク部57は、強制スルー信号THが供給されたときには、2次ゲイン G_2 を強制的に1サイクル分だけ0として出力する。また、2次ゲイン

マスク部 57 は、ノイズマスク信号 ND が供給されたときには、1 次ゲイン G_2 を強制的に 0 として出力する。

【0108】

つぎに、フィルタ制御部 9 の処理タイミングについて、図 22 に示すタイミングチャートを用いて説明する。

【0109】

まず、図 22 (A) に示すようなタイミングでフィルタ制御部 9 に強制スルー信号 TH が入力されると、図 22 (G) に示すように 1 次ゲインマスク回路 56 が 1 次ゲイン G_1 を強制的に 1 とし、図 22 (H) に示すように 2 次ゲインマスク回路 57 が 2 次ゲイン G_2 を強制的に 0 とする。また、フィルタ制御部 9 は、この強制スルー信号 TH が入力されると、速度クリア信号 VCLR を出力する。このため、PLL ローパスフィルタ 7 では、1 次ループのフィードバックゲインを決定する第 1 の増幅器 32 のゲインが 1 とされる。また、2 次ループのフィードバックゲインを決定する第 2 の増幅器 33 のゲインが 0 とされ、且つ、速度クリア信号 VCLR により速度偏差データ VEL が 0 とされる。従って、PLL ローパスフィルタ 7 では、入力された角度データ PI を直接 VCO 36 にロードすることができ、入力された角度データ PI をそのまま出力する状態、すなわち、位相誤差が全くない状態とすることができる。

【0110】

例えば、電源投入直後や再測定動作開始時等における PLL の初期引き込み動作時においては、入出力の位相誤差が大きく、最悪 180° となってしまう場合がある。このように位相誤差が大きい場合、PLL ローパスフィルタ 7 が安定動作をするまで長時間の時間経過を要する。そのため、電源投入直後や再測定動作開始時において、強制スルー信号 TH をフィルタ制御部 9 に入力し、PLL ローパスフィルタ 7 の入出力角度データの位相誤差を強制的に 0 とすることによって、PLL ローパスフィルタ 7 の VCO 36 がノイズ成分及び量子化誤差成分による位相誤差しか無い状態から、PLL の引き込みを開始することが可能となり、安定動作をするまでの時間を大幅に短縮することができる。

【 0 1 1 1 】

また、図 2 2 (B) に示すようなタイミングでノイズ検出信号 N D が入力されると、図 2 2 (G) 及び図 2 2 (H) に示すように 1 次ゲインマスク回路 5 6 及び 2 次ゲインマスク回路 5 7 が、1 次ゲイン G_1 及び 2 次ゲイン G_2 を強制的に 0 とする。そのため、ノイズによる P L L ロープスフィルタ 7 の暴れを防ぐことができる。但し、ループフィルタのフィードバックゲインが 0 の状態は、制御系をオープンループの状態とするので、長時間連続すると、入力される角度データ P I の変化に追従できなくなる。従って、ノイズが検出された場合であっても、そのノイズが所定時間 (T N 時間) 以上連続する場合には、フィードバックゲインを元に戻すようにする。

【 0 1 1 2 】

また、図 2 2 (C) に示すようなタイミングでヒステリシス範囲内信号 I H が入力され、このヒステリシス範囲内信号 I H が所定時間 (T D 時間) 以上連続すると、図 2 2 (F) に示すように、ゲインダウン信号 G D を出力する。このゲインダウン信号 G D が出力されると、図 2 2 (G) 及び図 2 2 (H) に示すように、そのときのカットオフ周波数 (1 次ゲイン G_1 及び 2 次ゲイン G_2) が通常の $1/2$ となり、P L L ロープスフィルタ 7 の出力ノイズが $1/\sqrt{2}$ に減少する。従って、P L L ロープスフィルタ 7 から出力される平滑角度データ P F の変動がさらに抑えられ、安定してヒステリシス範囲内にとどまることができる。なお、角度データに変動が生じ、その変動がヒステリシス範囲内を逸脱した場合には、元のカットオフ周波数に戻り、応答性を確保するようにする。

【 0 1 1 3 】

また、図 2 2 (D) に示すようなタイミングで位相誤差オーバー信号 C L P が入力され、P L L ロープスフィルタ 7 の位相誤差が $\pm 45^\circ$ 以上となり、その位相誤差が 45° 以上の状態が所定時間 (T U 時間) 以上続く場合、位相誤差が飽和状態であると判断し、図 2 2 (E) に示すように、ゲインアップ信号 G U を出力する。このゲインアップ信号 G U が出力されると、図 2 2 (G) 及び図 2 2 (H) に示すように、そのときのカットオフ周波数 (1 次ゲイン G_1 及び 2 次ゲイン G_2) が通常の 2 倍となり、P L L ロープスフィルタ 7 の応答速度が 2 倍に上

がる。このため、位相誤差が大きい場合には、高速追従をさせることができる。

【0114】

(応答制限部)

応答制限部 10 には、平滑化された角度データである平滑角度データ P F が、PLL ローパスフィルタ 7 から供給される。応答制限部 10 は、この平滑角度データ P F の瞬間的な応答速度（スルーレート及びヒステリシス）の制限を行い、応答制限を行った応答制限角度データ P H を出力する。

【0115】

平滑角度データ P F は、ノイズや量子化誤差、衝撃、振動等が発生したとき、瞬間的に変化量が大きくなる場合がある。このような場合、本装置から最終的に出力される 2 相増減パルスは本来 1 カウント毎にカウントされなければならないが、例えば、パルスが 1 カウント分以上飛び越され、カウント値の順序が破綻してしまう可能性がある。そのため、この応答制限部 10 では、平滑角度データ P F の変化量が一定以上となったときにその変化量をクリップする制限（スルーレート制限）を行う。

【0116】

また、平滑角度データ P F は、同様にノイズや量子化誤差、微小な振動等が発生したとき、本来は本装置の測定対象である工作機械が静止しているのにも関わらず、即ち、本来平滑角度データ P F の変化が無いのにも関わらず、平滑角度データ P F が変化してしまう場合がある。そのため、この応答制限部 10 では、平滑角度データ P F のが微小変化しかしていない場合には、その変化量を 0 に制限する不感帯（ヒステリシス）を設けるとともに、それ以外の部分ではこのヒステリシス分だけ変化を遅らせる制限を行う。

【0117】

図 23 に、応答制限部 10 の回路構成例を示す。

【0118】

応答制限部 10 には、PLL ローパスフィルタ 7 から出力された平滑角度データ P F と、ヒステリシス量 H y s と、出力分割数 D i v と、許容最小出力パルス時間差 P W と、最大スルーレート量 S R m a x とが入力される。

【0119】

ヒステリシス量 Hys は、平滑角度データ PF の変化量の不感帯幅を示した量である。ヒステリシスは、変化量 0 を中心として、プラス方向及びマイナス方向に設けられる。そのため、このヒステリシス量 Hys は、変化量の絶対値で示された値が入力される。

【0120】

出力分割数 Div は、スケール 2 に記録された位置信号の 1 周期 λ 分工作機械が移動したときに発生される 2 相増減パルスのカウント数である。すなわち、本装置の分解能を決定する数値である。例えば、40 分割、100 分割、360 分割、1000 分割、といった分割数となる。

【0121】

許容最小出力パルス時間差 PW は、2 相増減パルスがカウントアップ或いはカウントダウンされるときに許容される最小の時間幅である。

【0122】

最大スルーレート量 $SRmax$ は、スルーレートの最大値を規定する値である。

【0123】

この応答制限部 10 は、第 1 の減算器 70 と、絶対値変換回路 71 と、第 2 の減算器 72 と、マルチプレクサ 73 と、スルーレート生成回路 74 と、比較器 75 と、絶対値逆変換回路 76 と、加算器 77 と、ラッチ 78 とを有している。

【0124】

第 1 の減算器 70 には、平滑角度データ PF が入力されるとともに、ラッチ 78 から出力される応答制限角度データ PH がフィードバックされて入力される。第 1 の減算器 70 は、平滑角度データ PF から応答制限角度データ PH を減算し、入力データと出力データの変化量を示す変化量データ ΔPF を求める。

【0125】

絶対値変換回路 71 は、第 1 の減算器 70 により求められた変化量データ ΔPF を絶対値に変換するとともに、その極性情報を絶対値逆変換回路 76 に供給する。

【0126】

第2の減算器72には、絶対値変換回路71により求められた変化量データの絶対値 $|\Delta PF|$ と、ヒステリシス量 Hys が入力される。第2の減算器72は、変化量データの絶対値 $|\Delta PF|$ からヒステリシス量 Hys を減算して、減算値 AH を求める。第2の減算器72は、求めた減算値 AH をマルチプレクサ73及び比較器75に供給する。

【0127】

スルーレート生成回路74には、出力分割数 Div と、許容最小出力パルス時間差 PW と、最大スルーレート値 SR_{max} とが入力される。スルーレート生成回路74は、以下の演算を行い、制限スルーレート値 SR を生成する。

【0128】

$$SR = k / (PW * Div) \quad k \text{ は定数}$$

ただし、 $k / (PW * Div)$ が SR_{max} 以上のときには、以下のような制限スルーレート値 SR とする。

【0129】

$$SR = SR_{max}$$

スルーレート生成回路74は、生成した制限スルーレート値 SR を、マルチプレクサ73及び比較器75に供給する。

【0130】

マルチプレクサ73は、0、減算値 AH 、制限スルーレート値 SR の3つの信号が入力される。マルチプレクサ73は、比較器75の制御に従い、これら3つの信号のいずれかを選択して出力する。マルチプレクサ73からの出力は、応答制限値 AM として絶対値逆変換回路76に供給される。

【0131】

比較器75には、0、減算値 AH 、制限スルーレート値 SR が入力される。比較器75は、減算値 AH と、0及び制限スルーレート SR とを比較し、マルチプレクサ73に制御信号を供給する。マルチプレクサ73は、比較器73の制御に従い以下のような動作を行う。

【0132】

$AH < 0$ のとき、 $AM = 0$

$AH > SR$ のとき、 $AM = SR$

$0 \leq AH \leq SR$ のとき、 $AM = AH$

このマルチプレクサ 73 により生成された応答制限値 AM は、絶対値逆変換回路 76 に供給される。

【0133】

絶対値逆変換回路 76 は、供給された応答制限値 AM に、絶対値変換回路 71 から送られた極性情報を付加し、応答制限角度データの変化量データ ΔPH を生成する。

【0134】

このように生成された応答性制限角度データの変化量データ ΔPH は、入力された平滑角度データの変化量データ ΔPF に対して、図 24 に示すような、ヒステリシス特性及びスルーレート特性を得ることができる。すなわち、 $-Hys < \Delta PF < +Hys$ の範囲が、出力が 0 となるヒステリシス範囲となる。また、 $\Delta PF < -(Hys + SR)$ 或いは $\Delta PF > (Hys + SR)$ の範囲で、スルーレート制限がされ、出力が SR でクリップされる。それ以外の領域では、出力がヒステリシス量だけ遅延した状態で入力にリニア追従する。

【0135】

ラッチ回路 78 は、出力する応答制限角度データ PH を、1 クロック分ラッチする。このラッチ回路 78 には、第 1 のアナログ/デジタル変換部 4 のサンプリングクロックが入力される。

【0136】

加算器 77 には、絶対値逆変換回路 76 により生成された応答制限角度データの変化量データ ΔPH と、ラッチ回路 78 からフィードバックされた 1 クロック前の応答角度データ PH とが入力される。加算器 77 は、この変化量データ ΔPH と、1 クロック前の応答角度データ PH とを加算して、応答角度データ PH としてラッチ回路 78 に格納する。

【0137】

なお、平滑角度データPFの変化量が少なくヒステリシス範囲内にある場合、ヒステリシス範囲内信号IHを、フィルタ制御部9にフィードバックする。フィルタ制御部9は、上述したように、平滑角度データPFの変化量が少なくヒステリシス範囲内にあるときには、PLLローパスフィルタ7のフィードバックゲインを下げて、出力ノイズを減少される。

【0138】

以上のように応答制限部10では、入力された平滑角度データPFに対してスルーレート制限を行うことにより、ノイズや量子化誤差、衝撃、振動等による一時的な許容速度の増加を制限し、本装置から出力する2相増減パルスのカウント値の脱落や順序の破綻、許容範囲よりも狭い時間幅のパルスの発生等を防ぐことができる。また、この応答制限部10では、入力された平滑角度データPFに対してヒステリシスを設けることにより、静止や静止に近い状態のときに、即ち、本来入力角度データPFに変化が生じないときに、ノイズ等による2相増減パルスの変動やプラスマイナスの揺れを防ぐことができる。また、この応答制限部10では、許容最小出力パルス時間差PW及び出力分割数Divの設定を行うことにより、自動的に最適なスルーレート制限値を設定することができ、人為的なミスを防止し常に必要十分な許容速度を得ることができる。

【0139】

また、この位置検出装置1では、PLLローパスフィルタ7を設けているので、SIN信号及びCOS信号に独立にヒステリシスを設けるよりも、効率的にヒステリシスを設けることができる。

【0140】

例えば、図25に示すように、SIN信号及びCOS信号に独立にヒステリシスを設ける場合、最悪の角度(45°)位置では、ヒステリシス領域が正形状となる。SIN信号及びCOS信号にガウスノイズが含まれているとすると、そのノイズの分布は、対象の角度位置を中心とした円形状となる。SIN信号及びCOS信号に独立にヒステリシスを設けて、このガウスノイズを除去するとすると、このガウスノイズの円形状の分布をカバーする正形状のヒステリシス領域

を設ける必要があるが、この場合、図 25 に示すように、最悪の角度 (45°) 位置では、入力リサージュ波形上におけるヒステリシス幅が、発生するノイズ幅の約 $\sqrt{2}$ 倍となってしまう、効率的にノイズ除去をすることができず、精度悪化を招いてしまう。しかしながら、この位置検出装置 1 では、PLL ローパスフィルタ 7 の後の角度データに対して直接ヒステリシスを設けているので、そのヒステリシス幅は、発生するノイズの領域を必要最小限にカバーすることができ、効率的にノイズを除去することができ、精度が向上する。

【0141】

(出力パルス発生部)

出力パルス発生部 11 は、ヘッド部 3 から供給される原点信号及び応答制限部 10 から供給される応答制限角度データ PH とに基づき、測定対象となる工作機械の移動位置を示す 2 相増減パルスと、測定対象となる工作機械の移動位置の原点を示す基準原点パルスとを生成する。

【0142】

2 相増減パルスは、上述したように互いに $1/4$ 波長ずれた A 相信号及び B 相信号とからなる信号であり、1 周期でグレイコード化された 4 カウントの情報を出力する。この出力パルス発生部 11 は、スケール 2 に記録された位置信号の 1 周期 λ を任意の出力分割数 Div で分割したときの距離だけ、スケール 2 とヘッド部 3 とが相対移動したとき、1 カウント増減される 2 相増減パルスを生成する。すなわち、出力パルス発生部 11 は、測定対象となる工作機械が、 λ / Div 移動したときに、1 カウント分インクリメントされ、或いは、デクリメントされる 2 相増減パルスを生成する。

【0143】

この出力分割数 Div は、40 分割、100 分割、360 分割、1000 分割といったように、任意に設定することができる。

【0144】

また、出力パルス発生部 11 は、上記 2 相増減パルスに同期した基準原点パルスを生成する。通常、スケール 2 に記録された位置信号と原点信号とは、その波長が異なり位相があっていないので、この出力パルス発生部 11 で、2 相増減パ

ルスの所定のカウンタ位置で必ず発生する基準原点パルスを生成する。

【0 1 4 5】

具体的に、出力パルス発生部 1 1 の回路構成を図 2 6 に示す。なお、図 2 6 に示す各データ線の右横或いは上部分に付けられている各数字は、各回路に入出力されるデータのビット数を示している。また、図 2 6 の各データ線に付けられている数字の左側に付けられている“上”“下”の文字は、そのデータのうち最上位或いは最下位ビットからのビット数を示している。

【0 1 4 6】

出力パルス発生部 1 1 には、ヘッド部 3 から供給された原点信号と、応答制限部 1 0 から供給された応答制限角度データ PH と、象限内分割数データ Div L と、基準象限指定情報とが入力される。

【0 1 4 7】

原点信号は、ヘッド部 3 の原点検出ヘッド 1 7 がスケール 2 に記録された原点信号を再生した再生信号で、パルス化されて供給される。

【0 1 4 8】

応答制限角度データ PH は、1 波長 λ (360°) で 1 となる小数点以下の 1 6 ビットの 2 進数データに加工されて入力される。

【0 1 4 9】

象限内分割数データは、スケール 2 とヘッド部 3 とが位置信号の 1 象限 ($1/4$ 波長) 分移動したときに出力される 2 相増減パルスのカウンタ数を、1 0 ビットの 2 進数で示したデータである。すなわち、象限内分割数は、出力分割数 Div の $1/4$ の値を示すデータである。

【0 1 5 0】

基準象限指定情報は、基準原点パルスを発生する象限を指定する 2 ビットの情報である。

【0 1 5 1】

出力パルス発生部 1 1 は、第 1 の乗算器 8 1 と、第 2 の乗算器 8 2 と、補正加算器 8 3 と、増減パルス生成回路 8 4 と、オール 0 デコード回路 8 5 と、第 1 の AND 回路 8 6 と、一致検出回路 8 7 と、第 2 の AND 回路 8 8 とを有している

【0152】

16ビットの応答制限角度データPHは、上位2ビットと下位14ビットとに分割され、その上位2ビットが象限を指定する象限データとして一致検出回路87、第2の乗算器82に供給され、その下位14ビットが象限内の角度を示す象限内角度データとして第1の乗算器81に供給される。

【0153】

10ビットの象限内分割数データDivLは、10ビット全てが第1の乗算器81に供給され、その下位2ビットのみが第2の乗算器82に供給される。

【0154】

第1の乗算器81は、応答制限角度データPHの下位14ビットと、象限内分割数データDivLの10ビットとを乗算して、24ビットの象限内分割単位アドレスPDLを得る。

【0155】

24ビットの象限内分割単位アドレスPDLは、全ビットのうちの上位10ビットが、象限内アドレスADLとして抜き出される。この象限内アドレスADLは、図27(A)に示すように、象限内におけるスケール2とヘッド3との相対位置を示す信号となる。象限内アドレスADLは、例えば、象限内分割数DivLが25であれば、スケール2とヘッド3との相対移動にともない、0～24までの値を、象限毎に繰り返し出力されていく。

【0156】

この象限内アドレスADLは、さらに、上位8ビットと下位2ビットに分割され、そのうちの上位8ビットはオール0デコード回路85に供給され、そのうちの下位2ビットは補正加算器83に供給される。

【0157】

第2の乗算器82は、応答制限角度データPHの上位2ビットと、象限内分割数データDivLの下位2ビットを乗算して、4ビットの補正アドレスPCを得る。

【0158】

4ビットの補正アドレスPCは、その下位2ビットが、補正加算器83に供給される。

【0159】

補正加算器83は、象限内アドレスPDLのうちの下位2ビット、即ち、象限内分割単位アドレスPDLの下位から15桁目と16桁目のビットと、補正アドレスPCの下位2ビットとを加算して、その下位2ビットを1波長内アドレスADの下位2ビットとして出力する。ここで、1波長内アドレスADは、図27(B)に示すように、1波長 λ 内におけるスケールとヘッド3との相対位置を示す信号となる。1波長内アドレスADは、例えば、1波長 λ 内の出力分割数Divが100であれば、スケール2とヘッド3との相対移動にともない、0～99までの値を、1波長 λ 毎に繰り返し出力されていく。

【0160】

補正加算器83は、図27(C)に示すように、この1波長内アドレスADの下位2ビット(AD0,AD1)分のみを演算して出力する。この1波長内アドレスADの下位2ビット(AD0,AD1)は、増減パルス生成回路84に供給される。

【0161】

増減パルス生成回路84は、1波長内アドレスADの下位2ビット(AD0,AD1)をグレイコード化して、図27(D)に示すような、A相信号とB相信号とからなる2相増減パルスを生成する。この2相増減パルスは、本装置の出力信号として外部に出力される。またこれとともに、この2相増減パルスは、第1のAND回路86に供給される。

【0162】

オール0デコード回路85は、象限内アドレスADLのうち上位8ビットが供給され、このデータが全て0となったときに、1ビットの象限内基準アドレス信号を発生する。象限内アドレスADLの上位8ビットは、図27(E)に示すように、象限内アドレスADLの4クロック分毎に更新されるデータとなる。すなわち、2相増減パルスの1周期分毎に更新されるデータである。オール0デコード回路85から出力される象限内基準アドレス信号は、図27(F)に示すよう

に、スケール 2 に記録された位置信号の各象限内において、各象限の開始位置を示す信号である。ここでは、象限内分割単位アドレス PDL の上位 8 ビットが全て 0 となったときに発生されるようにしているが、全て 0 に限らず、任意の値となったときに発生するようにしてもよい。このオール 0 デコード回路 85 から出力された象限内基準アドレス信号は、第 1 の AND 回路 86 に供給される。

【0163】

第 1 のアンド回路 86 は、図 27 (G) に示すように、2 相増減パルスが所定のカウンタとなったとき (0～3 カウンタのうちいずれかのカウンタとなったとき) であって、且つ、象限内分割単位アドレス PDL が供給されたタイミングで、内部基準パルスを発生する。この内部基準パルスは、第 2 の AND 回路 88 に供給される。

【0164】

ここで、第 1 の乗算器 81、第 2 の乗算器 82 及び補正加算器 83 に対して入出力されるデータの桁どり関係を図 28 及び図 29 に示す。なお、図 28 及び図 29 には、実際には演算されない桁もカッコを付けて示している。

【0165】

図 28 (A) に示すように、第 1 の乗算器 81 には、10 ビットの象限内分割数データ DivL (DivL0～DivL9) が入力され、第 2 の乗算器 82 には 10 ビットの象限内分割数データ DivL のうち下位 2 ビット (DivL0～DivL1) が入力される。

【0166】

また、図 28 (B) に示すように、16 ビットの応答制御角度データ PH (PH0～PH15) が入力される。16 ビットの応答制御角度データ PH では、1 波長 λ 単位の小数点位置が最上位ビット (PH15) の上位に付けられ、象限単位の小数点位置が、上位から 2 ビット目 (PH14) と 3 ビット目 (PH13) との間に付けられる。この 16 ビットの応答制御角度データ PH は、上位 2 ビットと下位 14 ビットとに分割され、上位 2 ビット (PH14～PH15) は第 2 の乗算器 82 に入力され、下位 14 ビット (PH0～PH13) は第 1 の乗算器 81 に入力される。

【0167】

図29に示すように、第1の乗算器81からは、24ビットの象限内分割単位アドレスPDL (PDL0~PDL23) が出力される。また、第3の乗算器82からは、4ビットの補正アドレスPC ((PH14,PH15)*(DivL0,DivL1)=PC14,PC15,PC16,PC16) が出力される。そして、補正加算器83は、この補正アドレスPCの下位2ビットと、24ビットの象限内分割単位アドレスPDLの上位10ビット目及び11ビット (PDL14,PDL15) とを加算し、1波長分割単位アドレスAD (AD0,AD1) を出力する。

【0168】

一致検出回路87には、応答制限角度データPHの上位2ビットからなる象限データと、基準象限指定情報とが入力される。象限データは、図30(A)に示すように、スケール2に記録された位置信号の1波長λ内の4つの象限を示すデータである。一致検出回路87は、基準象限指定情報と、象限データとが一致したときに、基準象限パルスが発生する。例えば、基準象限指定情報により第2象限が指定されている場合には、図30(B)に示すように、象限データが第2の象限(1)となったときに基準象限パルスが発生する。この基準象限パルスは、第2のAND回路88に供給される。

【0169】

第2のAND回路88には、図30(B)に示すような基準象限パルスと、図30(C)に示すような内部基準パルスと、図30(D)に示すようなパルス化された原点信号とが入力される。

【0170】

第2のAND回路88は、図30(E)に示すように、これらの信号が全て1となったタイミングで、基準原点パルスが発生する。

【0171】

以上のように出力パルス発生部11では、スケール2に記録された位置信号の1波長内を任意の分割数で分割した単位で増減される2相増減パルスを、少ない演算量で演算して、出力することができる。さらに、この出力パルス発生部11では、スケール2の所定の1カ所に記録された原点信号を、2相増減パルスに同

期させた基準原点パルスを出力することができる。

【0 1 7 2】

【発明の効果】

本発明にかかる位置検出装置及び演算処理装置では、極座標変換を行って得られた角度信号に対して、ローパスフィルタリングを行う。このことにより、この位置検出装置では、上記角度信号に含まれるノイズ成分を除去することができるので、検出部までにおいて生じるノイズのみならず、極座標変換時における量子化ノイズ等も除去することができる。

【0 1 7 3】

また、本発明にかかる位置検出装置演算処理装置は、ローパスフィルタが、入力された角度信号と出力する角度信号との位相誤差を求め、この位相誤差が0となるような周波数の角度信号を出力する。このことにより、この位置検出装置では、360° から0° への変化する角度信号に対して追従が可能なローパスフィルタリングを行い、ノイズを、除去することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明を適用した位置検出装置のブロック構成図である。

【図2】

(A) は、上記位置検出装置から出力される2相増減信号の信号波形を示す図である。(B) は、上記2相増減信号のカウント値を説明するための図である。

【図3】

位置検出装置に備えられるスケールと、このスケールに記録された位置信号及び原点信号を説明するための図である。

【図4】

上記位置検出装置に備えられるスケールとヘッド部との位置関係を説明するための図である。

【図5】

(A) は、上記ヘッド部の第1の位置検出ヘッドから再生される信号の波形図であり、(B) は、上記ヘッド部の第2の位置検出ヘッドから再生される信号の

波形図である。

【図 6】

上記ヘッド部から出力される SIN 信号と COS 信号のリサージュ波形を説明するための図である。

【図 7】

位置検出装置に備えられる極座標変換部のブロック構成図である。

【図 8】

上記極座標変換部の極座標 ROM 内に格納されている極座標変換テーブルの角度データについて説明するための図である。

【図 9】

上記極座標変換部の極座標 ROM 内に格納されている極座標変換テーブルの振幅データについて説明するための図である。

【図 1 0】

位置検出装置に備えられる PLL ローパスフィルタのブロック構成図である。

【図 1 1】

上記 PLL ローパスフィルタの 1 次ループのみでフィルタリングを行った場合に発生する定常位相誤差について説明するための図である。

【図 1 2】

上記 PLL ローパスフィルタに 2 次ループを追加したときの応答特性を説明するための図である。

【図 1 3】

一般的なフィードバック系の閉ループ応答特性を説明するためのブロック構成図である。

【図 1 4】

上記一般的なフィードバック系の閉ループ応答特性を説明するためのボード線図である。

【図 1 5】

上記 PLL ローパスフィルタのノイズ抑圧特性を説明するためのボード線図である。

【図 1 6】

上記 P L L ロープスフィルタの角度変動に対する残留位相誤差特性を説明するためのボード線図である。

【図 1 7】

上記 P L L ロープスフィルタの速度変動に対する残留位相誤差特性を説明するためのボード線図である。

【図 1 8】

デジタル回路で構成した上記 P L L ロープスフィルタの回路図である。

【図 1 9】

(A) は、上記 P L L ロープスフィルタの入出力特性を説明するための図である。(B) は、上記 P L L ロープスフィルタで生じる位相誤差を説明するための図である。

【図 2 0】

上記位置検出装置に備えられるノイズ検出部のブロック構成図である。

【図 2 1】

上記位置検出装置に備えられるフィルタ制御部のブロック構成図である。

【図 2 2】

上記フィルタ制御部の動作を説明するためのタイミングチャートである。

【図 2 3】

上記位置検出装置に備えられる応答制限部のブロック構成図である。

【図 2 4】

上記応答制限部の入出力特性を説明するための図である。

【図 2 5】

S I N 信号及び C O S 信号に直接ヒステリシスを設けた場合と、角度信号にヒステリシスを設けた場合の精度の違いについて説明する図である。

【図 2 6】

上記位置検出装置に備えられる出力パルス発生部のブロック構成図である。

【図 2 7】

上記出力パルス発生部による 2 相増減信号及び内部基準パルスの生成動作を説

明するためのタイミングチャートである。

【図 2 8】

(A) は、上記出力パルス発生部が有する第 1 の乗算器及び第 2 の乗算器に入力される象限内分割数データを説明するための図である。(B) は、上記第 1 の乗算器及び第 2 の乗算器に入力される応答制限角度データ P H を説明するための図である。

【図 2 9】

上記出力パルス発生部が発生する 2 相増減パルスを生成するための演算について説明するための図である。

【図 3 0】

上記出力パルス発生部による基準原点パルスの生成動作を説明するためのタイミングチャートである。

【図 3 1】

極座標変換をして得られる角度信号について説明する図である。

【図 3 2】

上記極座標変換をして得られる角度信号に対して直接ローパスフィルタを設けた場合のフィルタ出力を説明する図である。

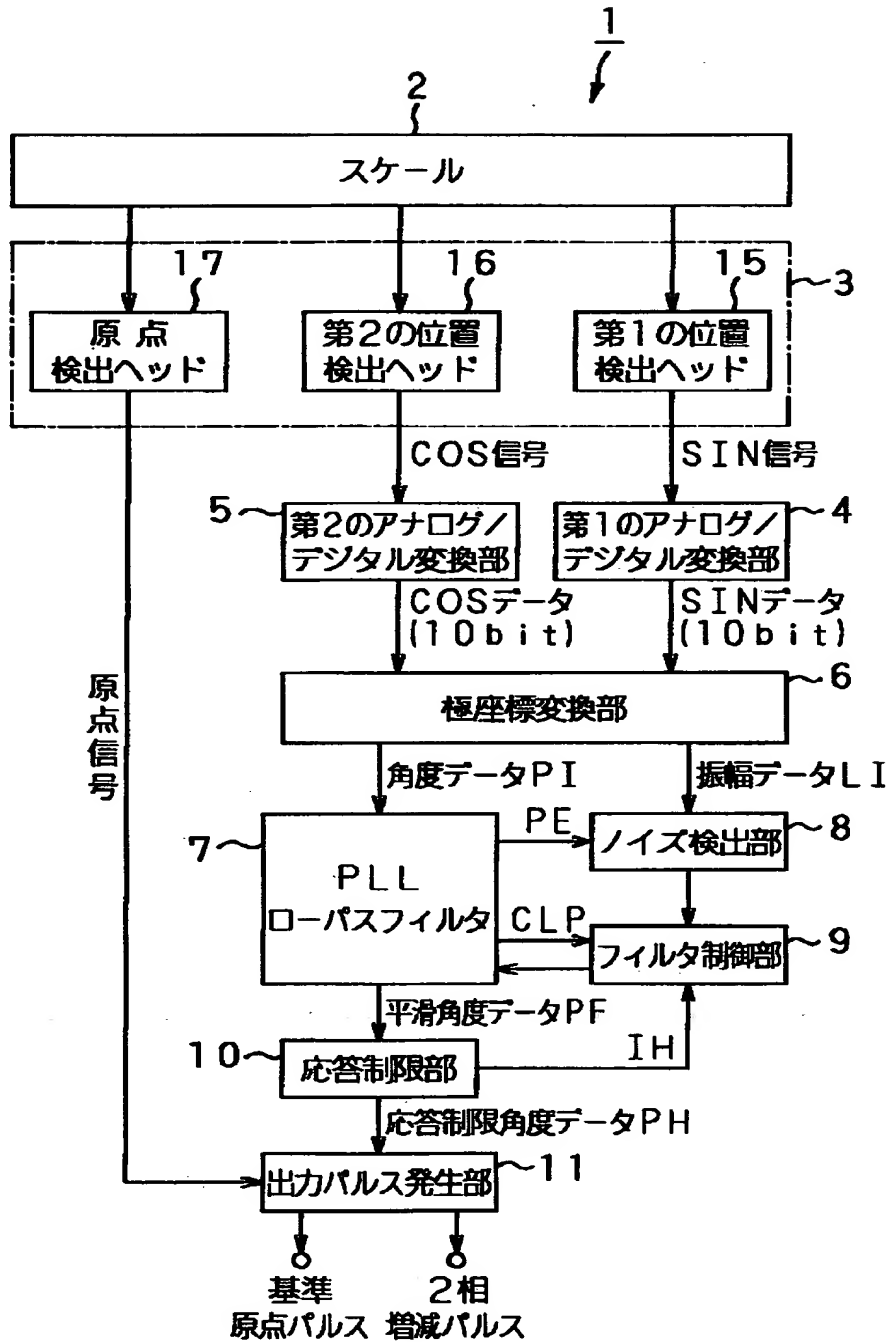
【符号の説明】

1 位置検出装置、2 スケール、3 ヘッド部、4 第 1 のアナログ／デジタル変換部、5 第 2 のアナログ／デジタル変換部、6 極座標変換部、7 P L L ローパスフィルタ、8 ノイズ検出部、9 フィルタ制御部、1 0 応答制限部、1 1 出力パルス発生部

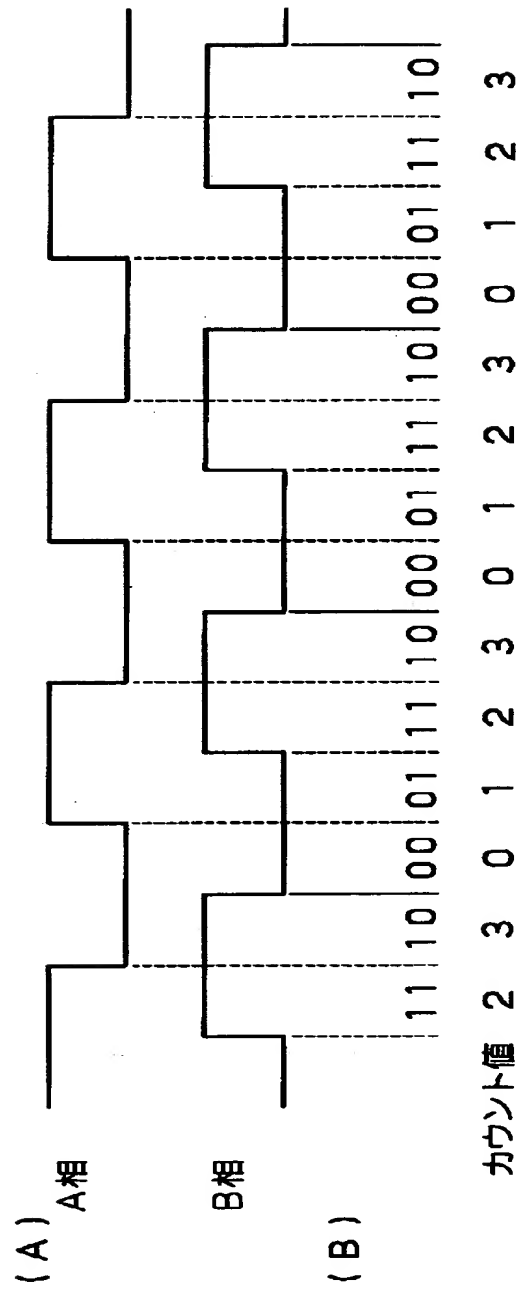
【書類名】

図面

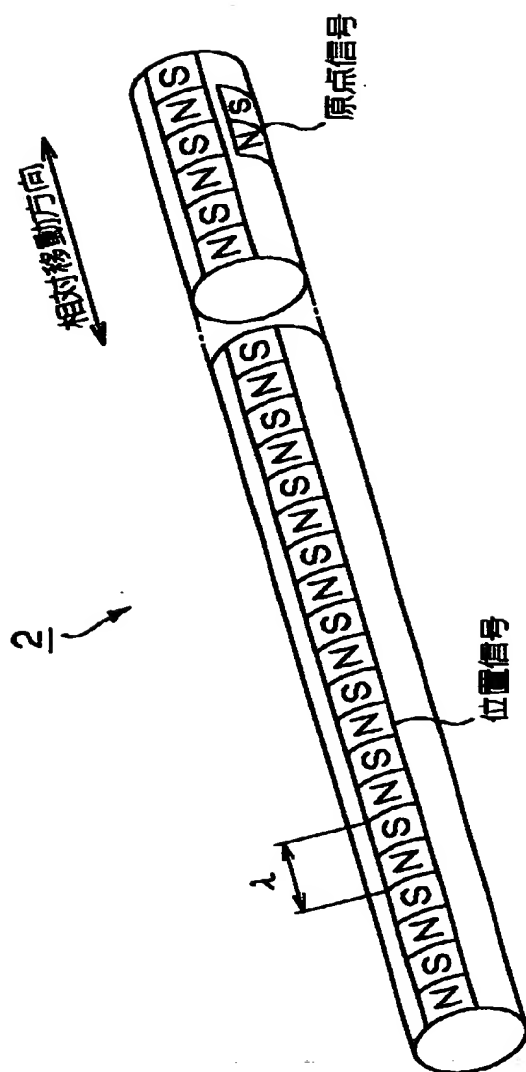
【図 1】



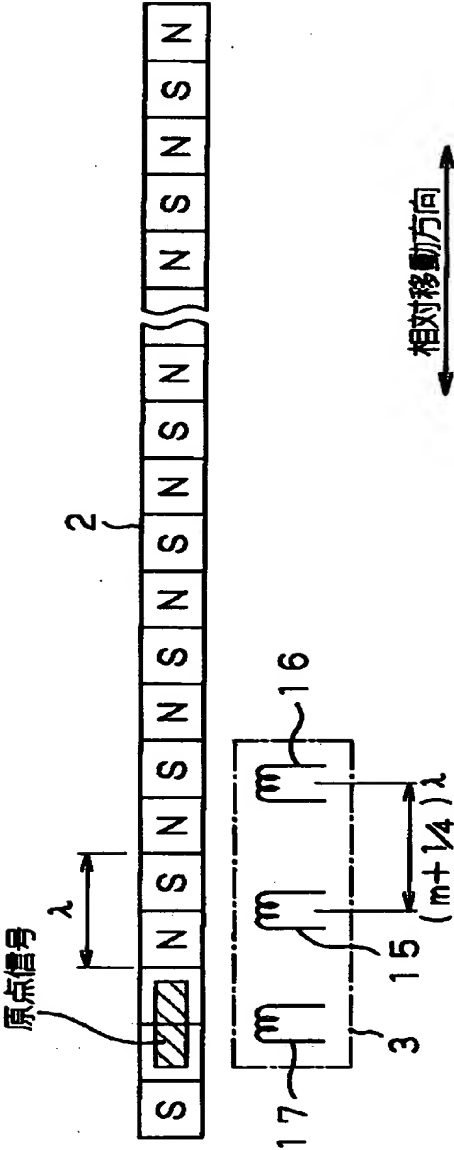
【図 2】



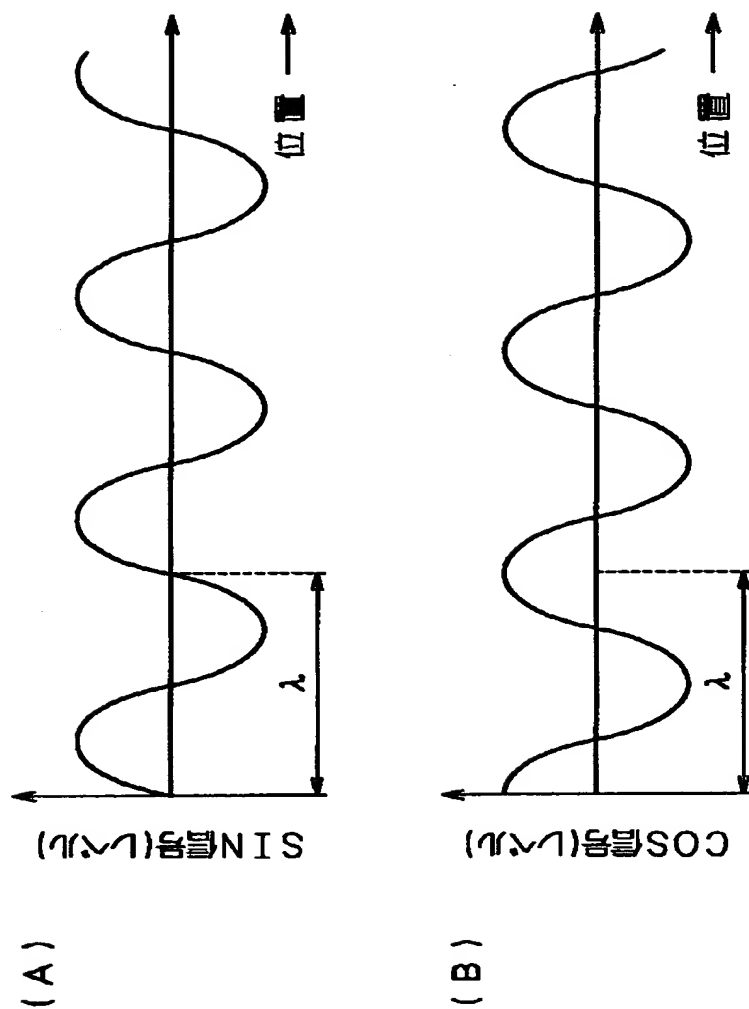
【图 3】



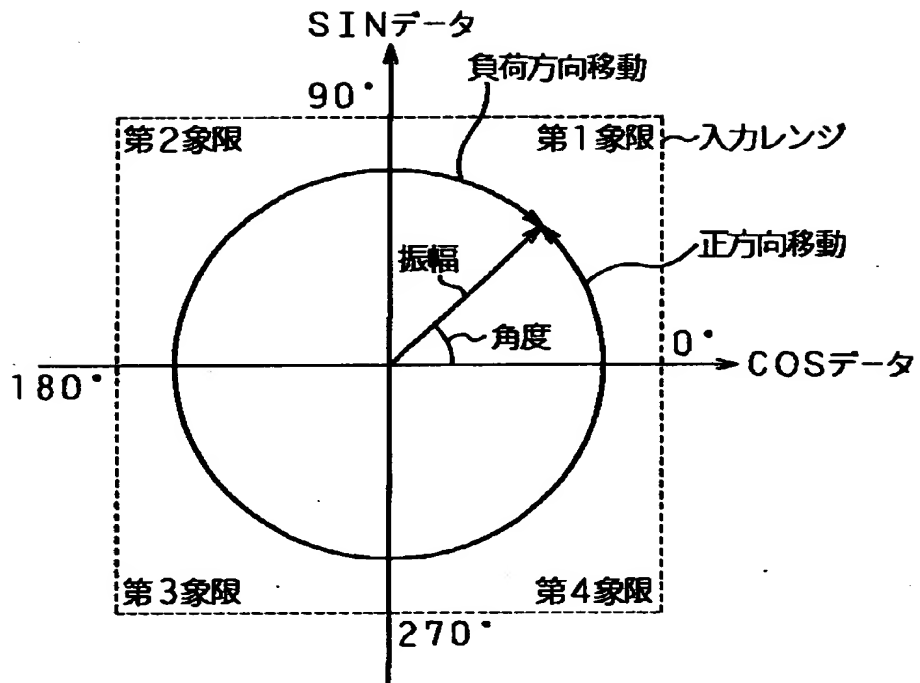
【图 4】



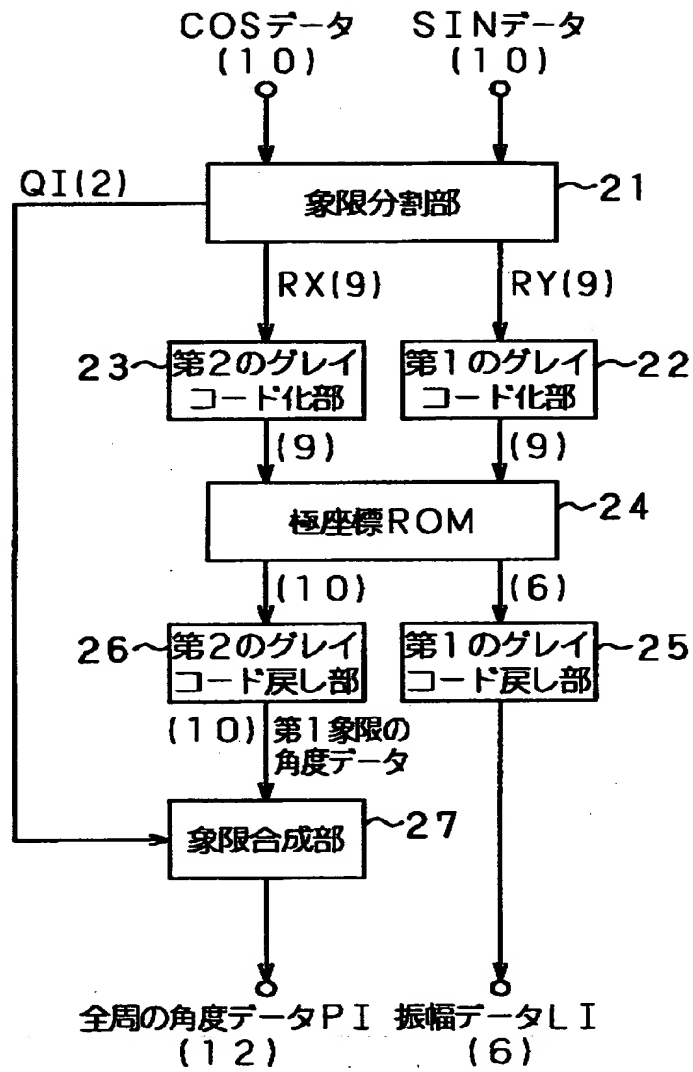
【图 5】



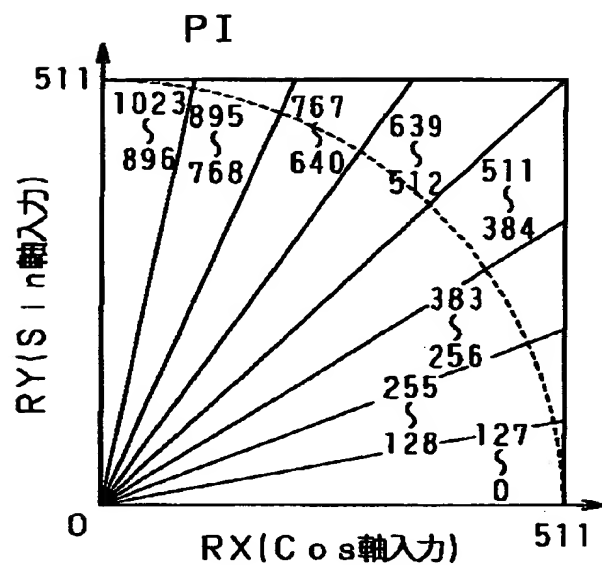
【図 6】



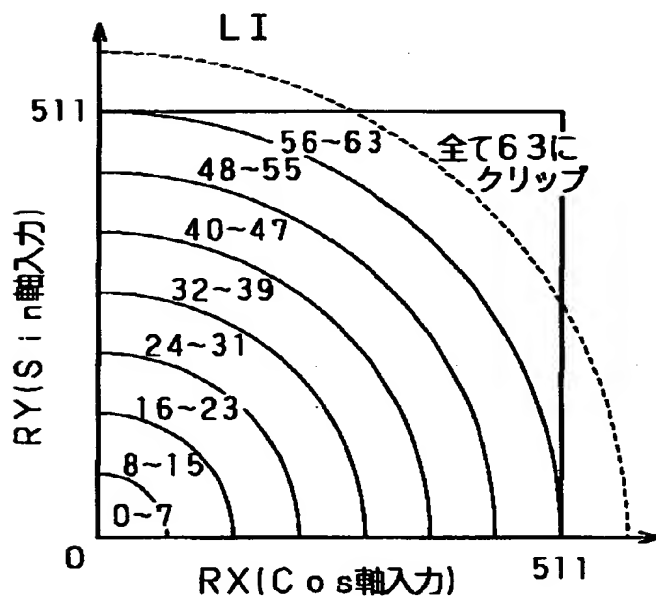
【図 7】



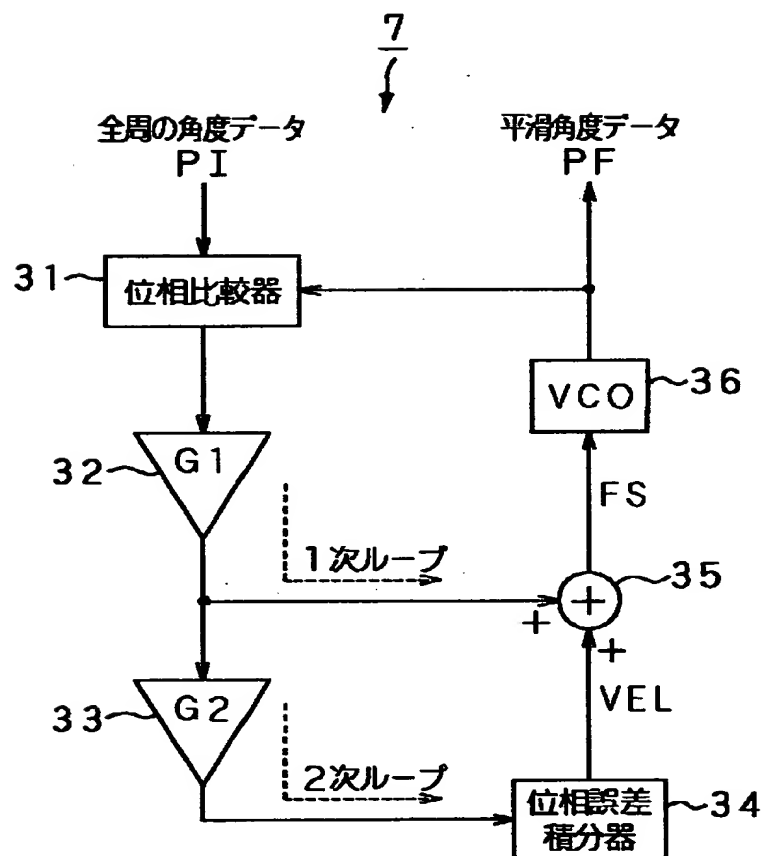
【図 8】



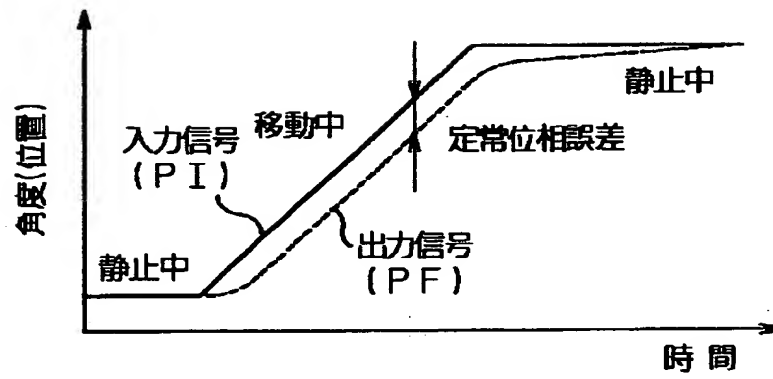
【図 9】



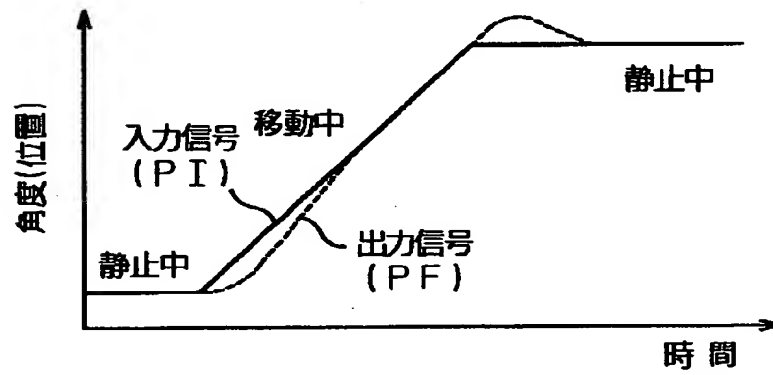
【図 1 0】



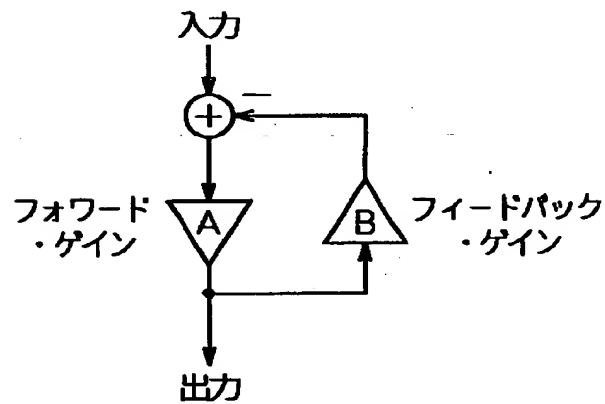
【図 1 1】



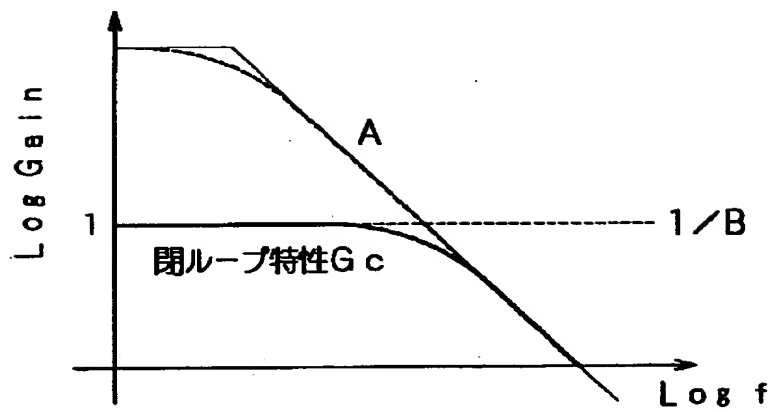
【図 1 2】



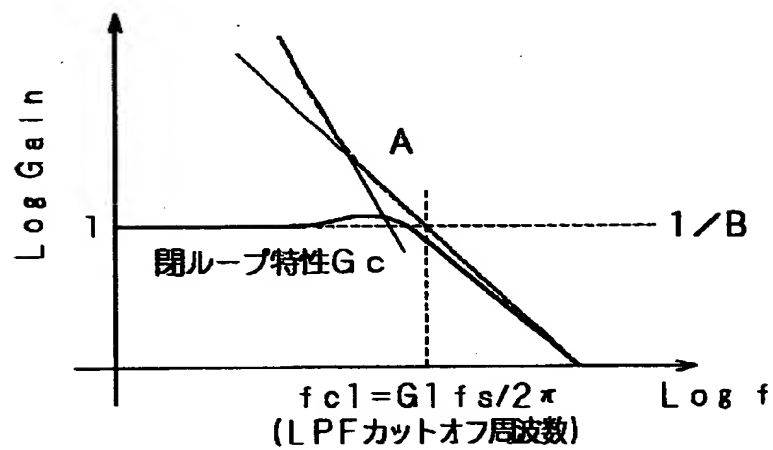
【図 1 3】



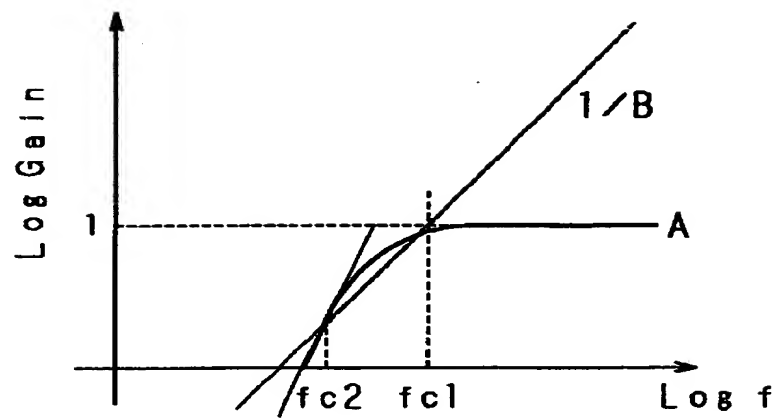
【図 14】



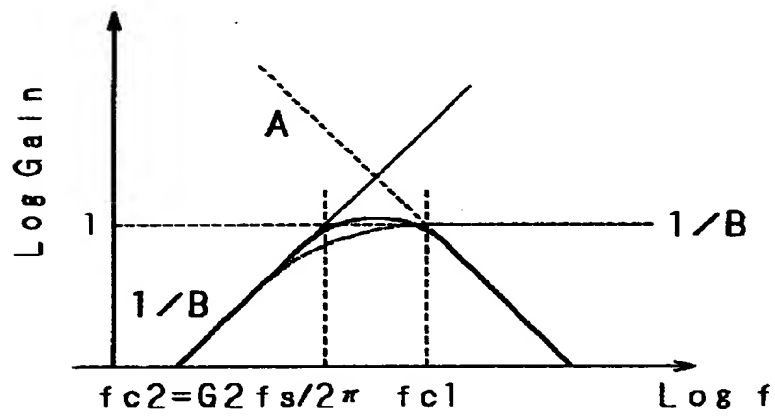
【図 15】



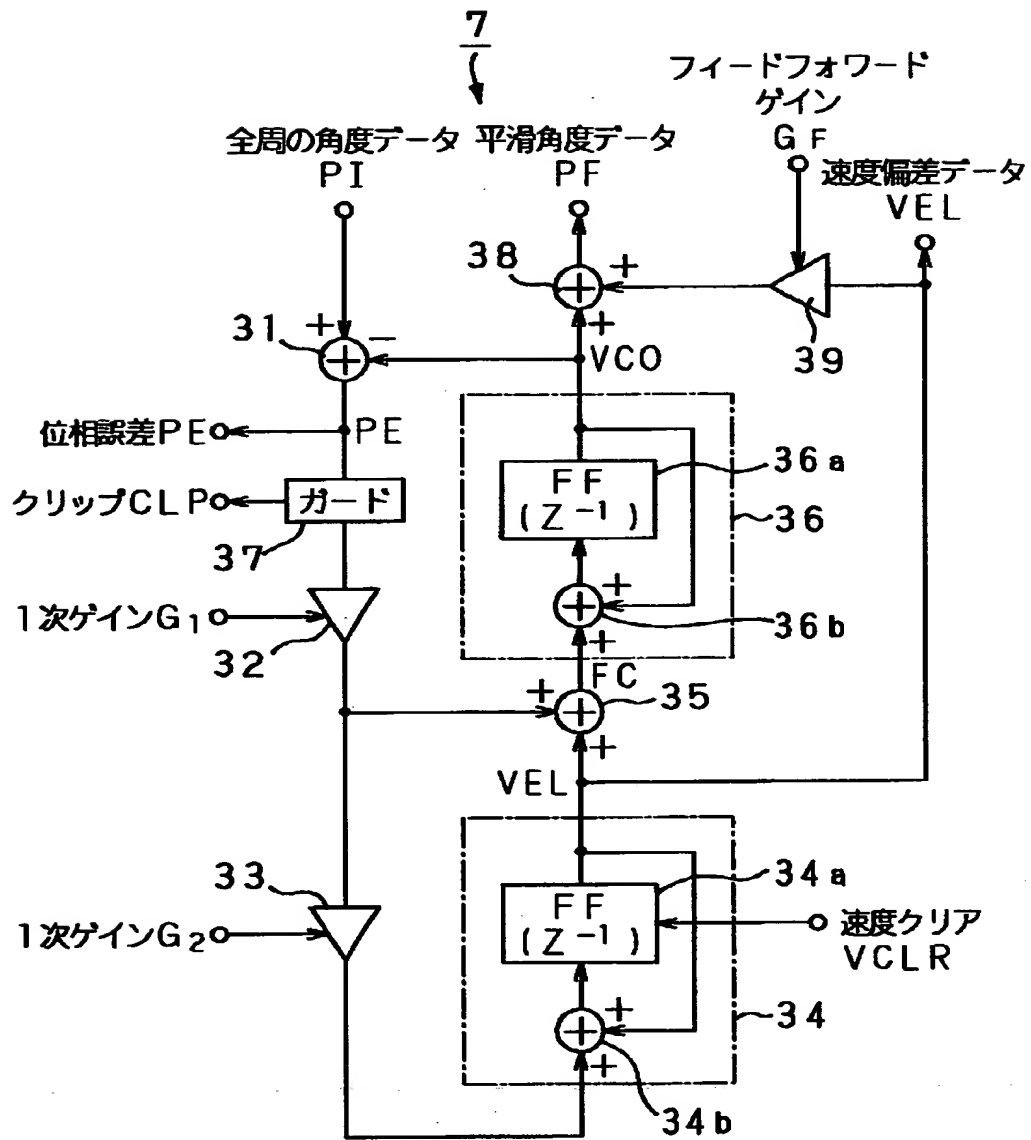
【図 1 6】



【図 1 7】



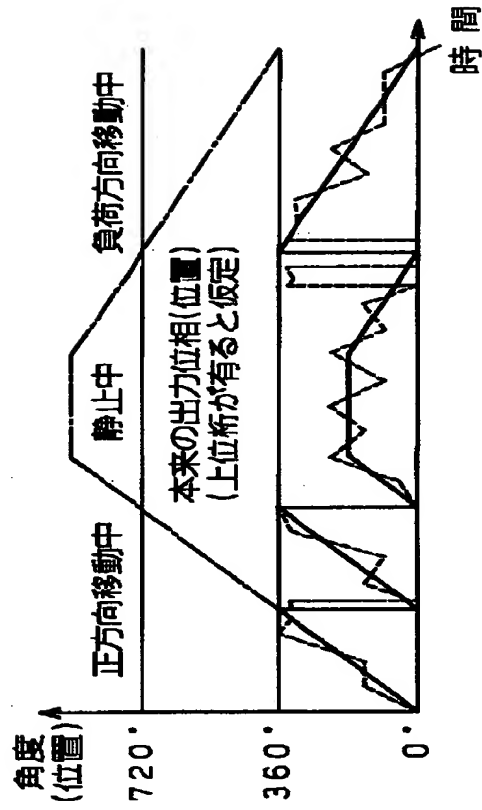
【図 18】



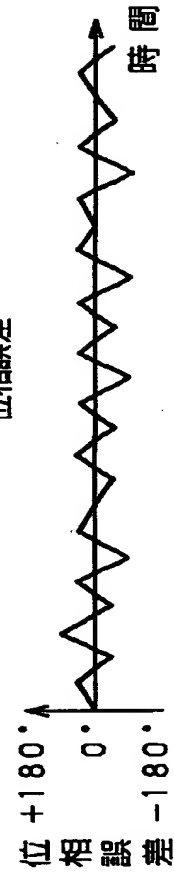
【図 1 9】

- 出力平滑角度データー P F (0 ~ 360° 範囲と見なしたもの)
- 移動位置 (本来の位置、範囲制限なし)
- 入力平滑角度データー P I (0 ~ 360° 範囲と見なしたもの)

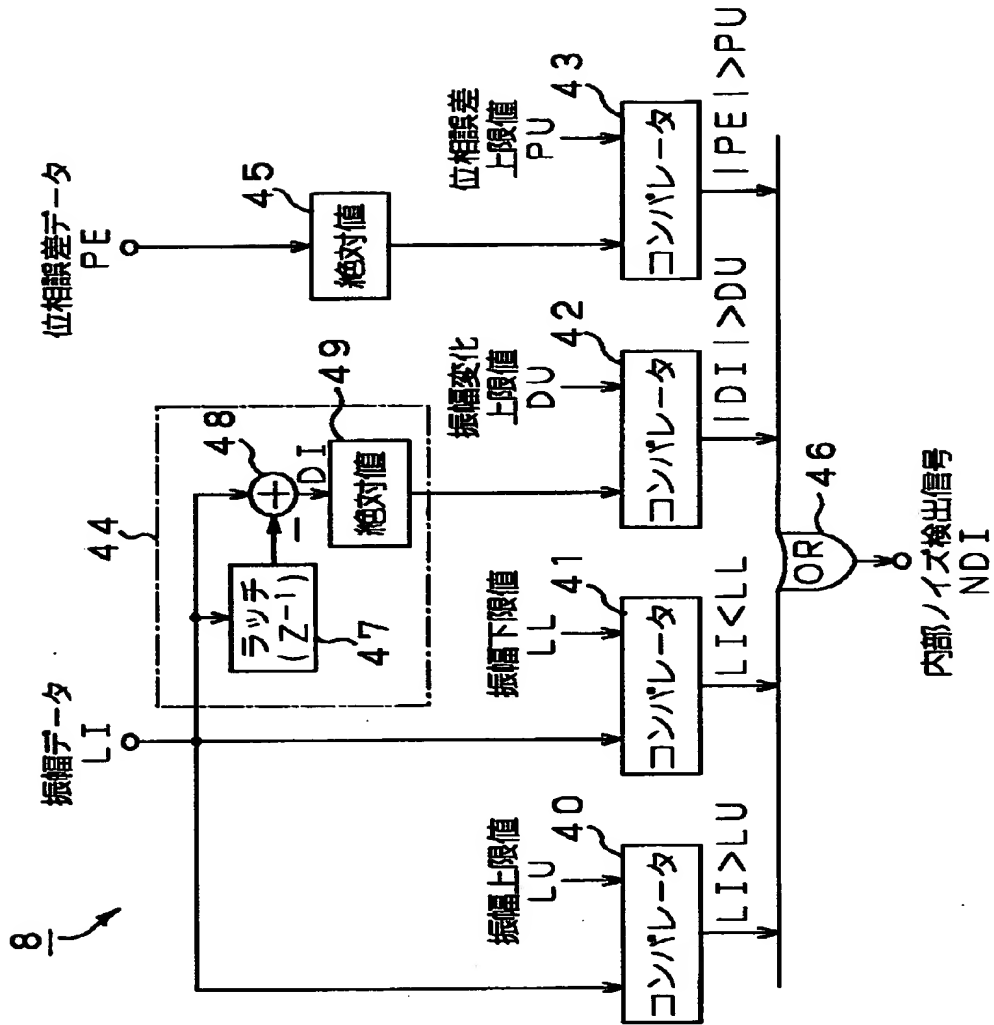
(A)



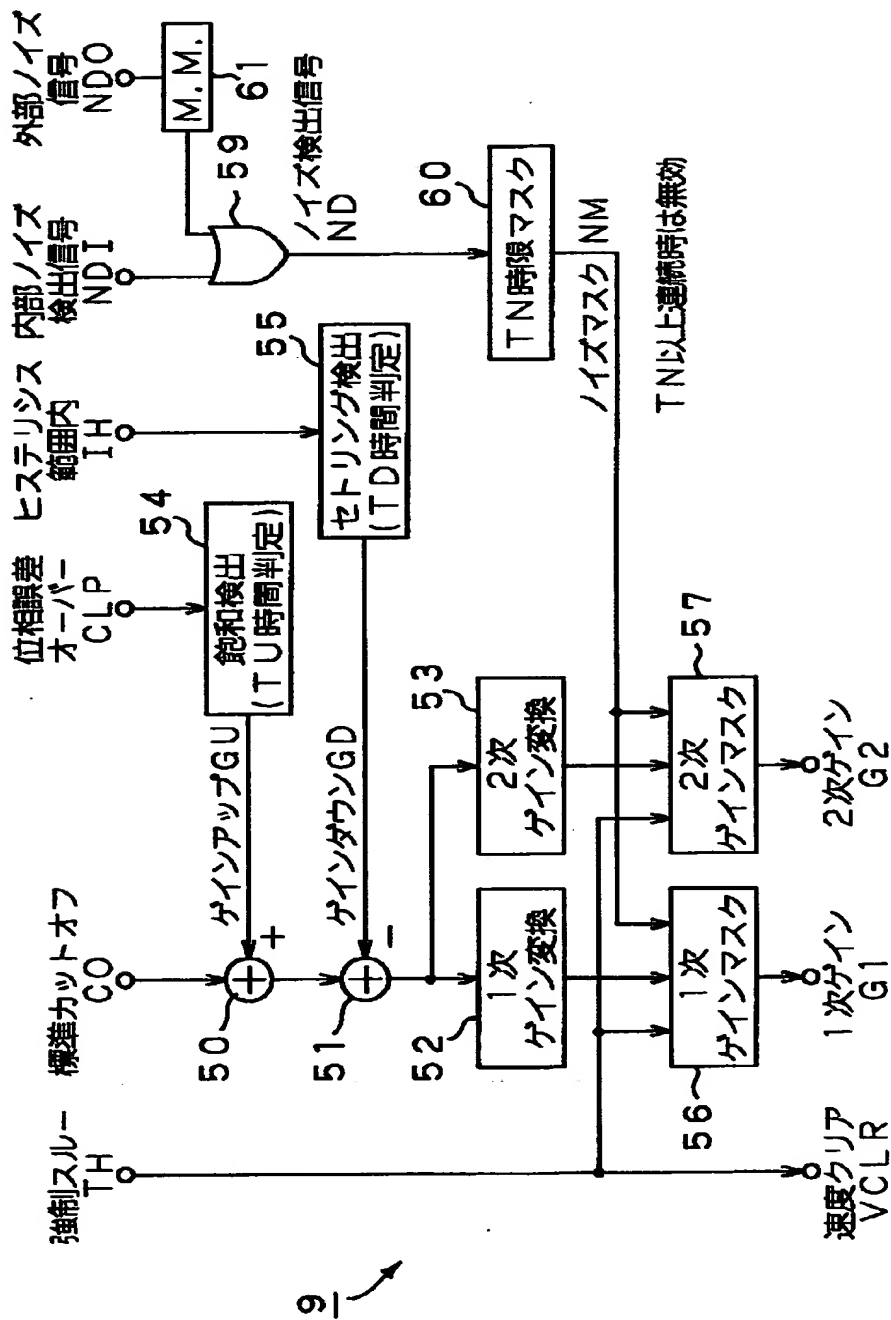
(B)



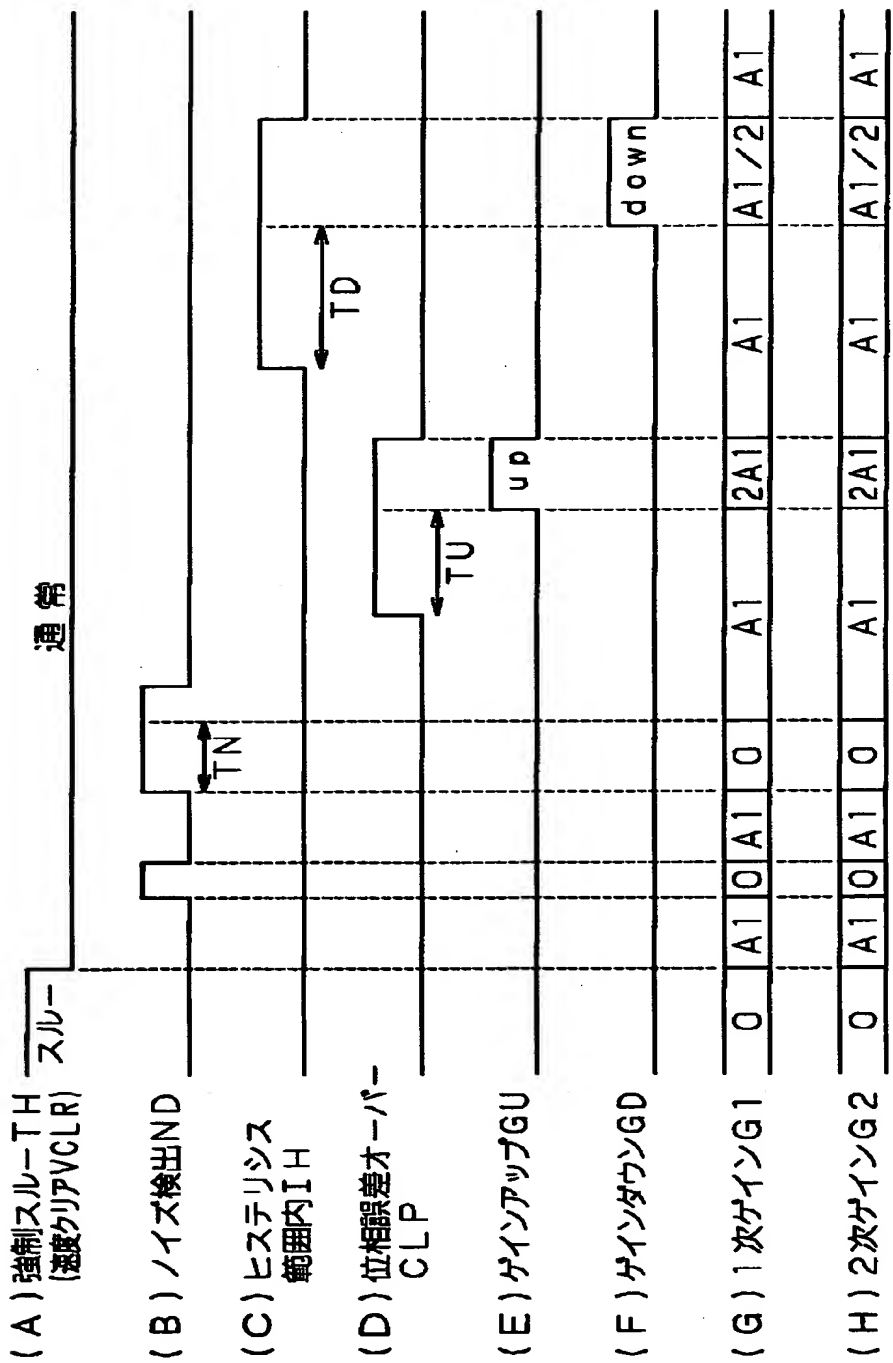
【図 2 0】



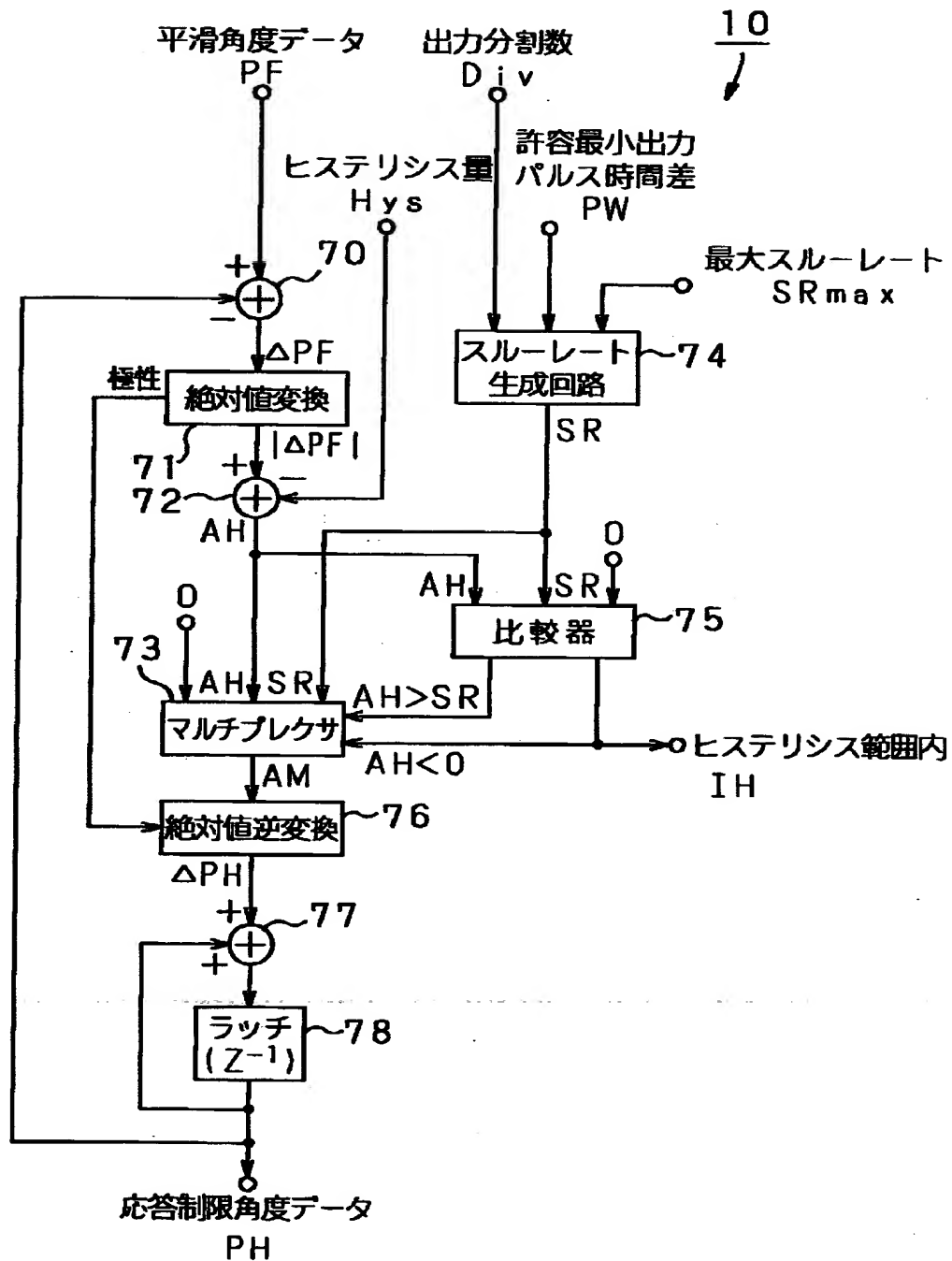
【図 2 1】



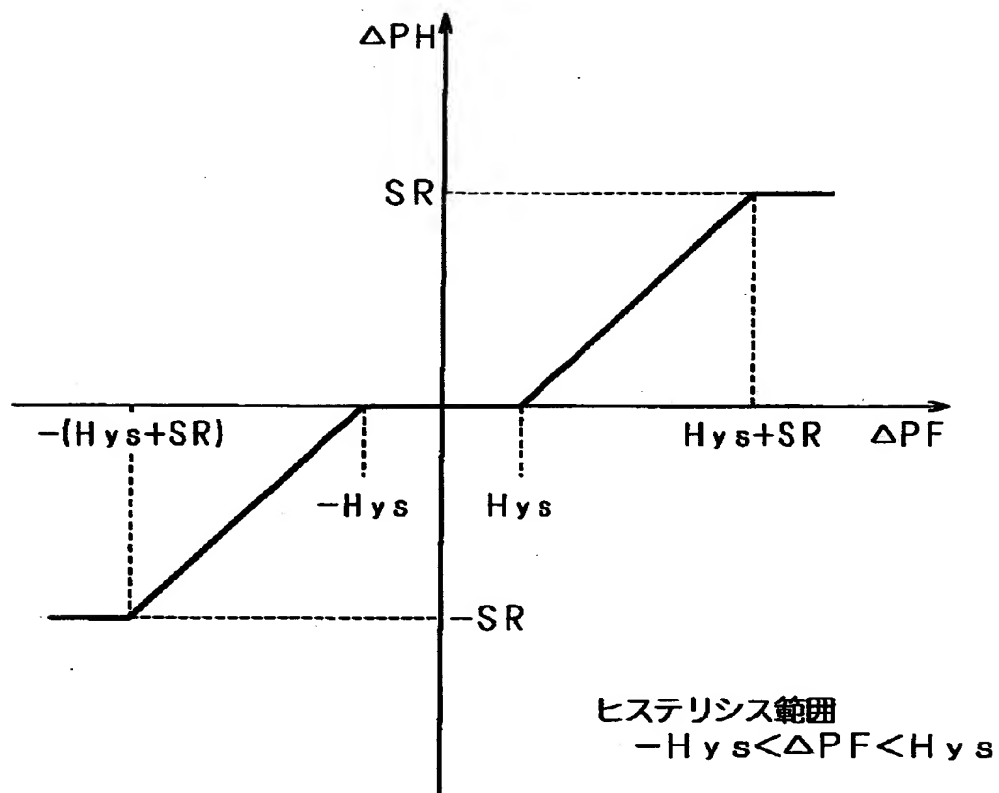
【図 2 2】



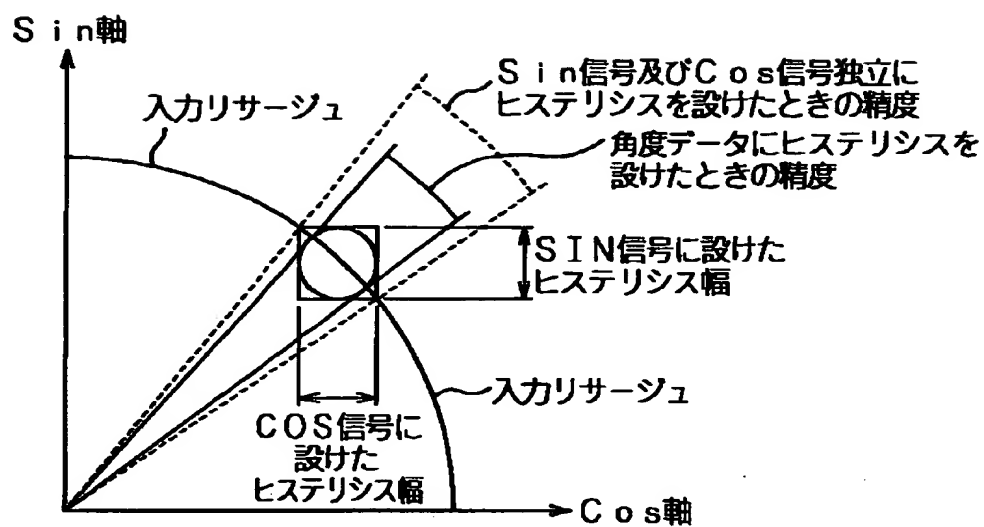
【図 2 3】



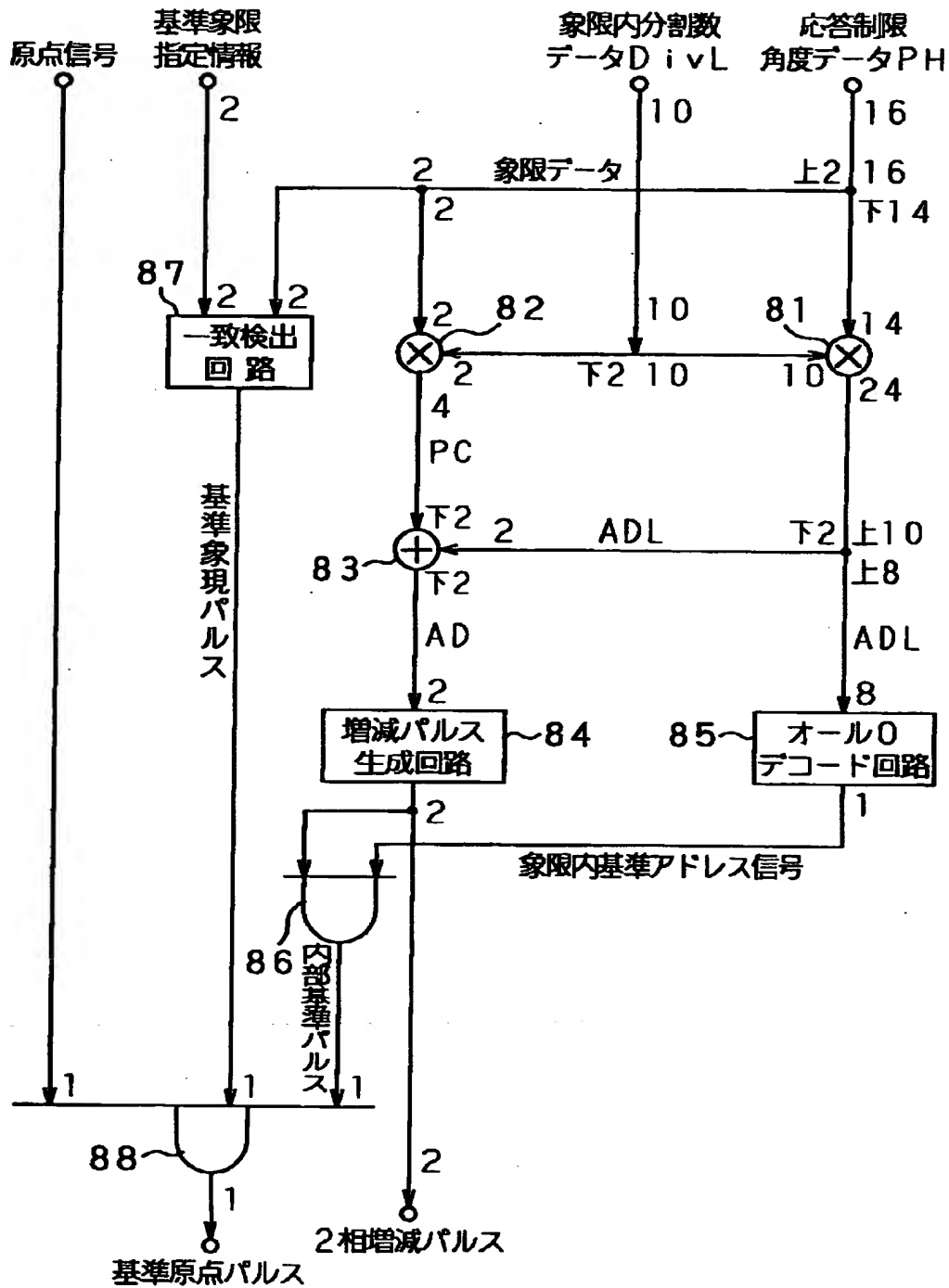
【図 2 4】



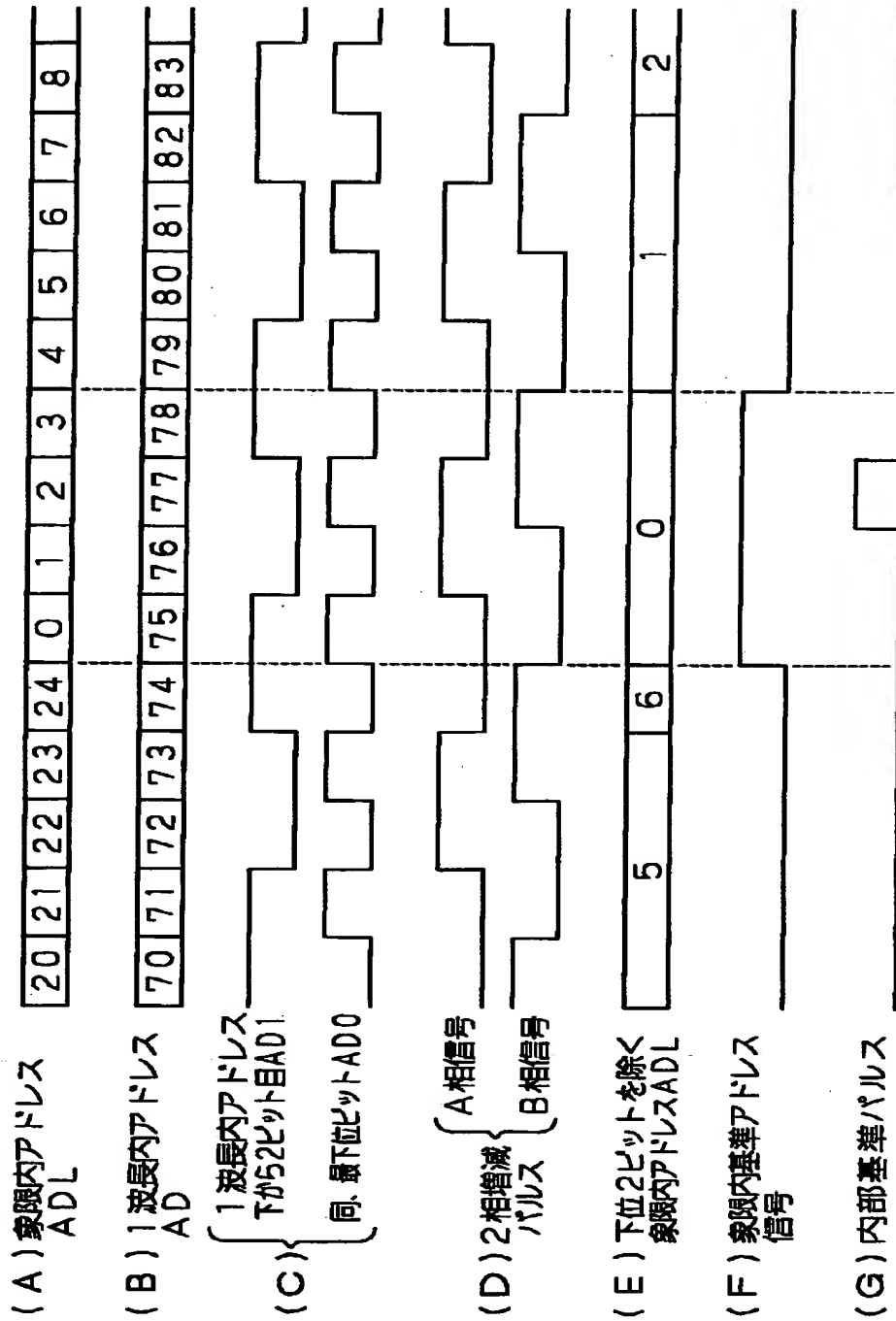
【図 2 5】



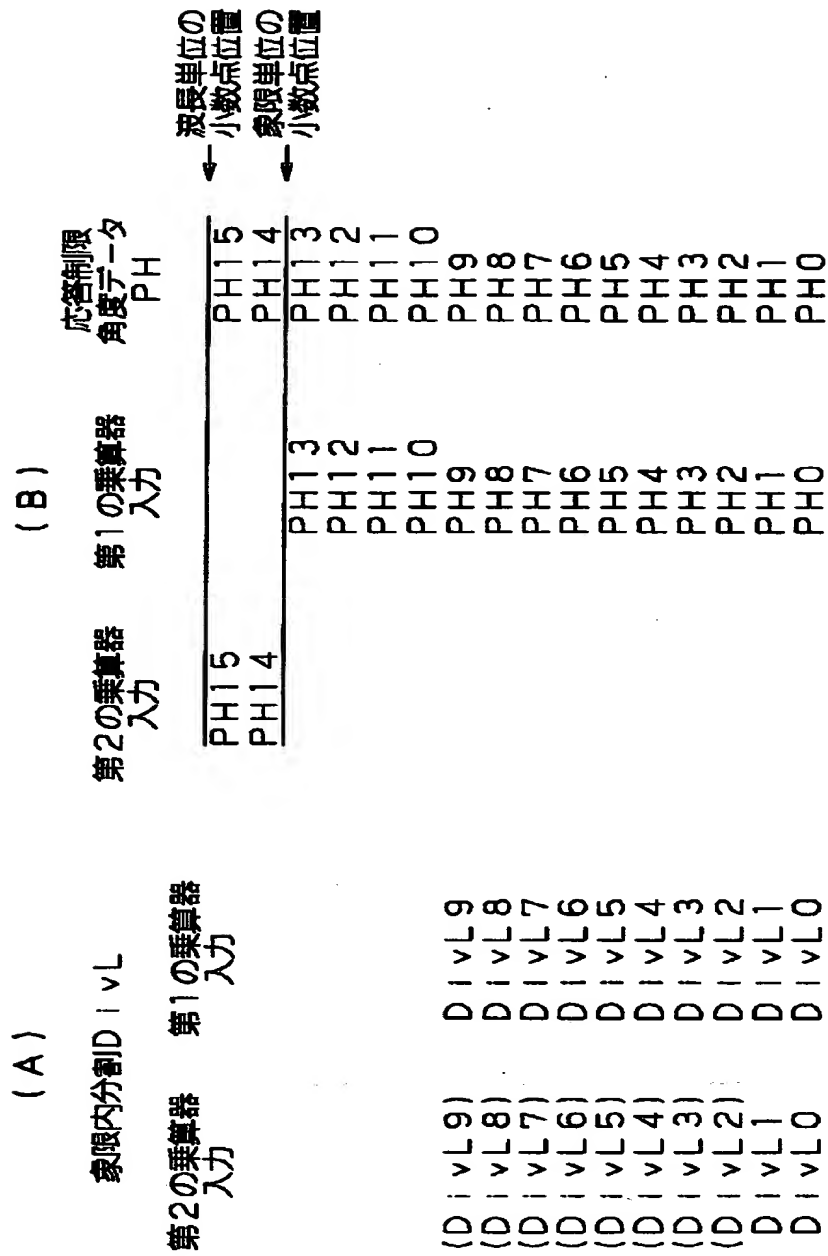
【図 26】



【図 2 7】



【図 2 8】

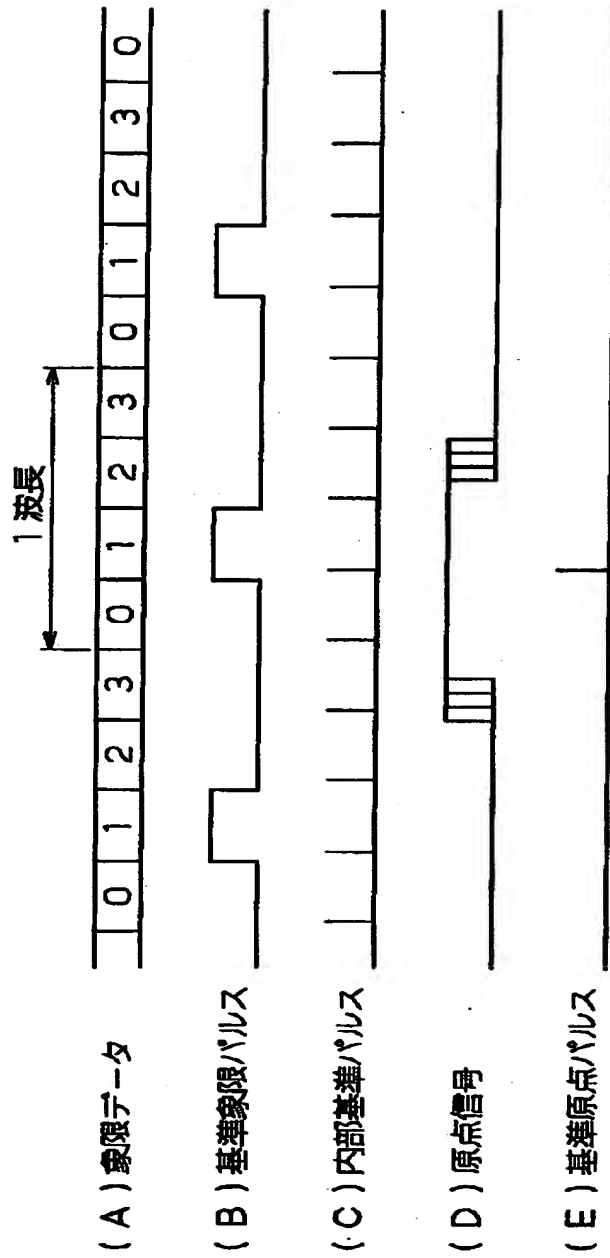


【図 2 9】

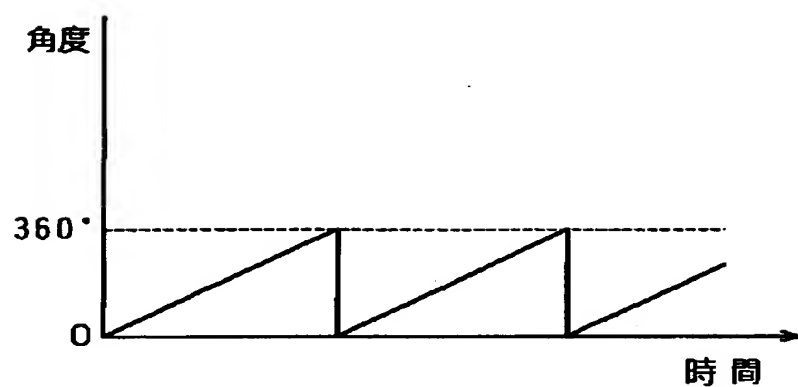
| 1 波長分割単位アドレスPD = 補正アドレスPC + 象限内分割単位アドレスPDL (1 波長内アドレスAD) | | |
|---|-----------------|-----------------|
| 補正加算器出力 | 第2の乗算器の出力 | 第2の乗算器の出力 |
| (PD25) = (AD11) | (PC25) = (AC11) | PDL23 = ADL9 |
| (PD24) = (AD10) | (PC24) = (AC10) | PDL22 = ADL8 |
| (PD23) = (AD9) | (PC23) = (AC9) | PDL21 = ADL7 |
| (PD22) = (AD8) | (PC22) = (AC8) | PDL20 = ADL6 |
| (PD21) = (AD7) | (PC21) = (AC7) | PDL19 = ADL5 |
| (PD20) = (AD6) | (PC20) = (AC6) | PDL18 = ADL4 |
| (PD19) = (AD5) | (PC19) = (AC5) | PDL17 = ADL3 |
| (PD18) = (AD4) | (PC18) = (AC4) | PDL16 = ADL2 |
| (PD17) = (AD3) | (PC17) = (AC3) | PDL15 = ADL1 |
| (PD16) = (AD2) | (PC16) = (AC2) | PDL14 = ADL0 |
| PD15 = AD1 | PC15 = AC1 | ↑ |
| PD14 = AD0 | PC14 = AC0 | 分割アドレス 小数点位置 |
| (PD13) | | PDL13 |
| (PD12) | | PDL12 |
| (PD11) | | PDL11 |
| (PD10) | | PDL10 |
| (PD9) | | PDL9 |
| (PD8) | | PDL8 |
| (PD7) | | PDL7 |
| (PD6) | | PDL6 |
| (PD5) | | PDL5 |
| (PD4) | | PDL4 |
| (PD3) | | PDL3 |
| (PD2) | | PDL2 |
| (PD1) | | PDL1 |
| (PD0) | | PDL0 |

増減パルス生成用

【図 3 0】

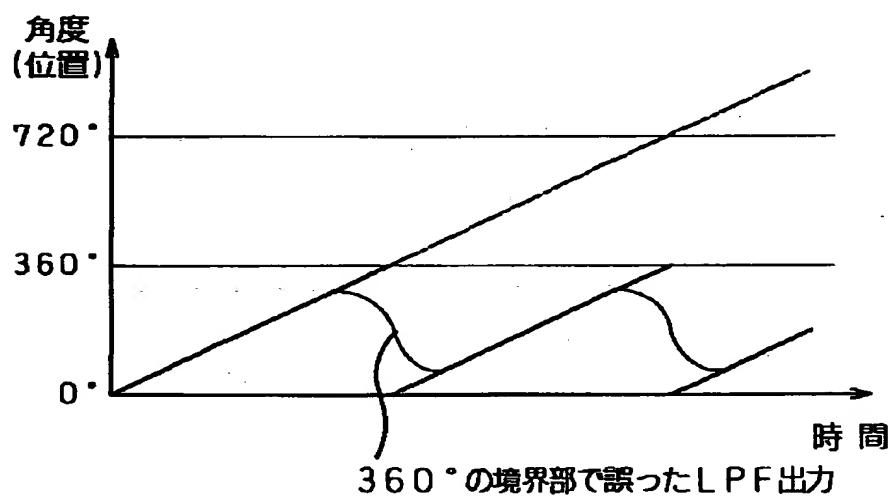


【図 3 1】



【図 3 2】

- L P F 入力位相と正しい出力位相 (0 ~ 360 ° 範囲と見なしたもの)
- L P F 入力位相と正しい出力位相 (範囲制限なし)
- 通常の L P F 出力位相 (0 ~ 360 ° 範囲と見なしたもの)



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 位置信号を極座標変換をして得られた角度信号に対してノイズ成分を除去する。

【解決手段】 ローパスフィルタ 7 には、周期信号を極座標変化して得られた $0 \sim 360^\circ$ 範囲の角度データ P I が入力される。ローパスフィルタ 7 は、平滑角度データ P F を出力する V C O 3 6 と、角度データ P I と平滑角度データ P F との位相誤差 P E を求める位相比較器 3 1 と、位相誤差 P E を増幅する第 1 の増幅器 3 2 と、第 1 の増幅器 3 2 で増幅された位相誤差 P E をさらに増幅する第 2 の増幅器 3 3 と、第 2 の増幅器 3 3 で増幅した位相誤差 P E を積分して速度偏差 V E L を求める積分器 3 4 と、第 1 の増幅器 3 2 で増幅した位相誤差 P E と速度偏差 V E L とを加算して、制御電圧 F S を求める加算器 3 5 とを有する。V C O 3 6 は、制御電圧 F S に基づき、位相誤差が 0 となるように平滑角度データ P F の周波数を制御し、入力された角度データ P I の高周波成分を除去する。

【選択図】 図 1 0

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000108421]

| | |
|----------|-------------------------|
| 1. 変更年月日 | 1996年10月 8日 |
| [変更理由] | 名称変更 |
| 住 所 | 東京都品川区西五反田3丁目9番17号 東洋ビル |
| 氏 名 | ソニー・プレシジョン・テクノロジー株式会社 |